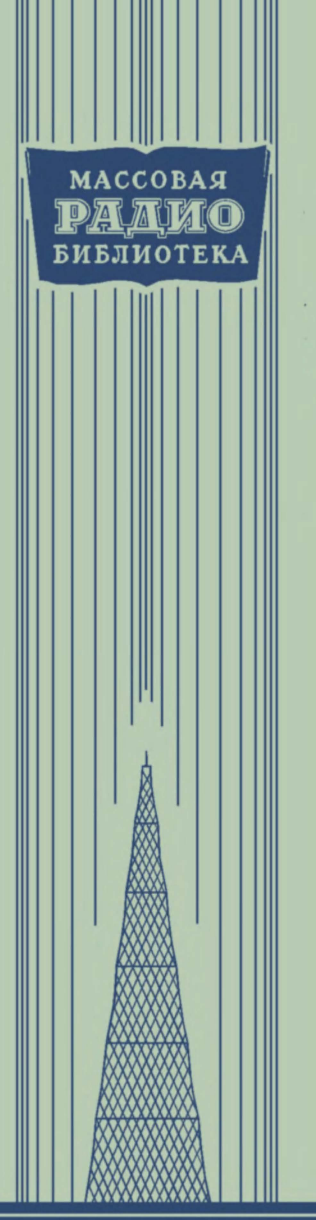
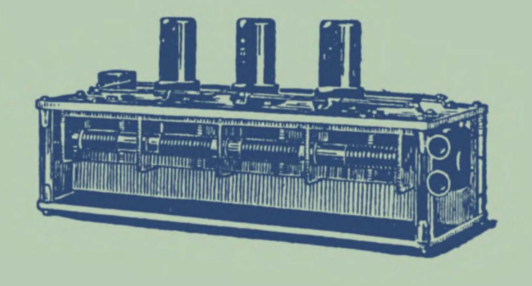


Г. И. БЯЛИК

ШИРОКОПОЛОСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ





ГОСЭНЕРГОИЗДАТ
1956

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 240

Г. И. БЯЛИК

ШИРОКОПОЛОСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

ВТОРОЕ, ПЕРЕРАБОТАННОЕ ИЗДАНИЕ



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО

МОСКВА 1956 ЛЕНИНГРАД

В книге содержатся основные сведения об особенностях усилительных устройств, предназначенных для воспроизведения формы усиливаемых сигналов. Рассматриваются основные применяемые схемы и методы их улучшения. Приводятся расчетные соотношения, позволяющие определять параметры схем.

Книга предназначена для читателей, занимающихся телевидением, импульсной техникой и телемеханикой. Содержащийся в ней расчетный материал может быть также полезен инженерно-техническому персоналу, связанному с широкополосными усилителями.

Автор *Бялик Гавриил Иосифович*

„ШИРОКОПОЛОСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ"

* * *

Редактор *М. И. Кривошеев* Технич. редактор *И. М. Скворцов*

Сдано в набор 25/XI 1955 г. Подписано к печати 14/II 1956 г.
Бумага 82×108¹/₃₂ Объем 5,75 п. л. Уч.-изд. л 6,4
Т-01798 Тираж 50 000 экз. Цена 2 р. 55 к. Заказ 500

Типография Госэнергоиздата. Москва, Шлюзовая наб., 10.

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ОСОБЕННОСТИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

В различных областях современной науки и техники приходится иметь дело с физическими явлениями, которые весьма быстро протекают во времени. Эти явления могут через известные промежутки вновь периодически повторяться. Они также могут быть неповторимыми, случайными или просто единичными.

Для изучения и использования быстропротекающих процессов необходимы специальные устройства, реагирующие на быстрые изменения. Наиболее удобными являются электронные приборы, практически мгновенно реагирующие на электрические изменения, например, электроннолучевая трубка, электронные счетчики и т. п. Подавляющее большинство оконечных устройств, т. е. устройств, которые являются индикаторами быстроизменяющихся процессов, требует для своей нормальной работы достаточного по величине сигнала, измеряемого обычно десятками и даже сотнями вольт. Поэтому между оконечным устройством и источником сигнала необходимо включать у с и л и т е л ь.

Усилители быстроизменяющихся электрических сигналов называются ш и р о к о п о л о с н ы м и[1]. Широкополосные усилители основаны на использовании электронных ламп[2]. Принцип усиления их и схемные элементы те же, что и в усилителях низкой частоты, применяемых в звуковом кино, радиовещании и других областях техники.

Широкополосные усилители делятся на две большие группы: апериодические (усилители нижних частот) и резо-

---

[1] В связи с тем, что широкополосные усилители имеют большое распространение в телевидении, за ними прочно укрепился термин „видеоусилители“, что означает усилители наблюдаемых сигналов.

[2] Есть основание полагать, что в ближайшем будущем широкополосное усиление так же, как и усиление низкой частоты можно будет осуществлять с помощью полупроводниковых приборов.

нансные (полосовые). В дальнейшем речь будет итти исключительно о нерезонансных широкополосных усилителях.

Две особенности отличают широкополосные усилители от усилителей низкой частоты.

Первая из них, качественная, заключается в том, что к широкополосным усилителям предъявляются весьма жесткие требования относительно неискаженной передачи формы усиливаемого сигнала. Под формой сигнала условимся понимать форму кривой, изображающей зависимость напряжения (тока или мощности) от времени.

Вопрос передачи формы усиливаемых колебаний связан с допустимостью фазовых, частотных и нелинейных искажений, о которых речь будет ниже.

Иначе обстоит дело в приборах, предназначенных для усиления звуковых сигналов. В силу свойств уха, там допустимы значительные искажения формы кривой.

Вторая особенность широкополосных усилителей, количественная, заключается в большой скорости изменений усиливаемого ими напряжения, что как для периодических, так и для единичных процессов связано с частотой колебаний.

Отличие имеется и в медленно меняющихся сигналах. Некоторые широкополосные усилители должны усиливать сигналы, весьма медленно меняющиеся во времени, — несколько раз в секунду, или даже одно колебание за несколько секунд.

Указанные особенности и составляют специфику широкополосных усилителей. Первая особенность тесно связана со второй. Широкий диапазон скоростей изменения сигналов, широкая полоса частот, приводит к искажению формы кривой при усилении.

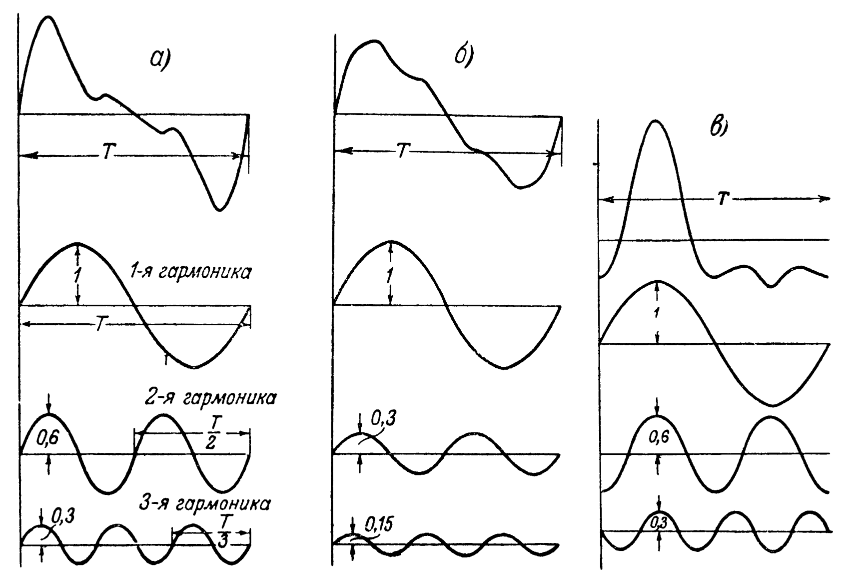
ЧАСТОТНЫЕ И ФАЗОВЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

Оценка качества прибора не может базироваться на искажении формы случайного сигнала; необходим какой-то универсальный сигнал, по допускаемым искажениям которого можно было бы конструировать усилитель.

Обычно в радиотехнике в качестве универсального испытательного сигнала используются непрерывные синусоидальные колебания. Зависимость величины усиления схемы (коэффициента усиления) от частоты синусоидального колебания называется частотной характеристикой.

В широкополосных усилителях знание частотной характеристики является только лишь полезным, но не достаточным. С помощью частотной характеристики можно произвести ориентировочный расчет усилителя или по измеренной характеристике приближенно можно судить об искажающих свойствах уже собранного усилителя.

Частотная характеристика влияет на форму воспроизводимого сигнала. На фиг. 1,*а* показан сигнал, являющийся



Фиг. 1. Сложение гармонических составляющих.

суммой мгновенных значений трех синусоидальных колебаний, амплитуды которых убывают по мере увеличения частоты. Амплитуда колебаний с двойной частотой составляет 60% от амплитуды основного колебания, с тройной — 30%. Пусть некоторый усилитель, на вход которого подан такой сигнал, не одинаково усиливает гармонические составляющие различных частот. Например, частотная характеристика такова, что амплитуда последующей составляющей будет ослаблена относительно предыдущей, так что на выходе усилителя амплитуда колебания с двойной частотой составит только 30% от амплитуды основного колебания, с тройной частотой — 15%. Тогда, как видно из фиг. 1,*б*, мы получим на выходе сигнал, форма которого отличается от

формы входного сигнала. Для того чтобы искажения формы отсутствовали, частотная характеристика должна быть равномерной, т. е. усиление должно быть одинаковым для всех гармонических составляющих усиливаемого сигнала. Как известно, это требование не выполняется при наличии реактивных схемных элементов — индуктивностей и емкостей. Однако знание частотной характеристики еще не дает полного представления о том, как исказится форма реального колебания. Для суждения об искажениях формы нужно еще знать, какой фазовый сдвиг вносится усилителем для каждого гармонического колебания данной частоты. Зависимость фазового сдвига от частоты называется фазовой характеристикой усилителя.

На фиг. 1,*в* изображены те же гармонические составляющие, что и на фиг. 1,*а*, с такими же амплитудными соотношениями, только в другом взаимном фазовом расположении, которое, как мы допускаем, внес усилитель. Видно, что форма кривой при этом резко меняется. Такие искажения называются фазовыми. Если в усилителях звуковых сигналов наличие фазовых искажений не повлияет на восприятие, и впечатление о звуке, слышимом в громкоговорителе, будет правильным, ибо ухо не реагирует на фазовые искажения, то при наблюдении сигналов на экране оконечного прибора зрительное впечатление о сигнале изменится.

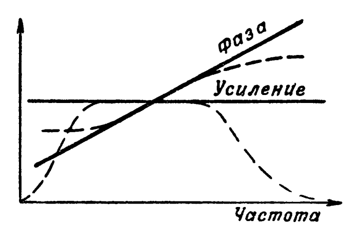
Фазовые искажения оцениваются при помощи фазовой характеристики. Для того чтобы фазовые искажения отсутствовали, нужно, чтобы фазовый сдвиг был равен нулю для всех гармоник либо пропорционален частоте. В последнем случае относительное расположение гармоник во времени не нарушится.

Так как в реальных схемах фазовый сдвиг всегда имеется из-за наличия реактивных элементов схемы, т. е. условие равенства нулю фазовых сдвигов исключается, то нужно стремиться к тому, чтобы фазовый сдвиг был прямо пропорционален частоте.

Итак, чтобы не произошло искажений формы сигнала, усиление не должно зависеть от частоты, а фазовый сдвиг должен быть прямо пропорционален частоте, как показано на фиг. 2 (сплошные линии).

Мы уже отметили выше, что из-за наличия в схемах, кроме сопротивлений, еще емкостей и индуктивностей, частотные и фазовые характеристики не могут быть идеальны-

ми; они отличаются от прямых линий, изображенных на фиг. 2, и соответствуют, к примеру, пунктирным линиям на той же фигуре. При построении усилителей нужно стремиться к тому, чтобы в заданных пределах приблизить реальные характеристики к идеальным. Отклонения характеристик от идеальных и проявляются в виде частотных и фазовых искажений. Так как и фазовые и частотные искажения возникают из-за наличия одних и тех же реактивных элементов схемы, то невозможно изменить одну характеристику без изменения другой. Между характеристиками имеется тесная связь. При ухудшении частотной характеристики ухудшается также и фазовая, и наоборот — при выправлении частотной характеристики улучшается и фазовая.



Фиг. 2. Частотные и фазовые характеристики идеального (сплошные линии) и реального (штриховые линии) усилителя.

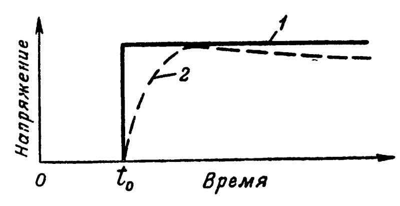
При расчете и конструировании, или при испытании готовых усилителей, можно получить частотную и фазовую характеристики, но довольно сложно при этом составить представление об искажениях формы реальных усиливаемых сигналов. Ведь частотные и фазовые характеристики основаны на представлении о том, что усиливаемые колебания являются непрерывными гармоническими и отличаются только по частоте. Каковы будут искажения сложных по форме колебаний?

В этом случае нужно непосредственно исследовать прохождение данного сигнала через усилитель. Возможно ли это сделать? Принципиально, конечно, возможно, но для этого мы должны знать закон, по которому изменяется сигнал. Такой закон не всегда можно выразить. Но даже если преодолеть эти препятствия и найти форму колебаний на выходе, будет ли это полностью характеризовать усилитель для сигнала другой формы? Конечно, нет. Поэтому в технике широкополосных усилителей, наряду с относительно просто осуществимыми исследованиями их частотных и фазовых свойств, рассматривается вопрос о прохождении через усилитель сигнала условной, стандартизованной формы — такого сигнала, по искажениям которого можно было бы судить об общих качествах усилителя применительно к любому другому сложному сигналу.

ПЕРЕХОДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Сигнал, с помощью которого можно оценить качество широкополосного усилителя, изображен на фиг. 3.

Напряжение или ток такой формы характеризует собой следующий процесс. Пусть на вход усилителя, который мы собираемся исследовать, до некоторого момента времени t_0 не подключены никакие источники напряжения, т. е. входное напряжение равно нулю. В момент времени t_0 мы мгновенно подключаем ко входу источник постоянного напряжения, создающий на входных зажимах усилителя разность потенциалов, равную, скажем, 1 *в*. (Удобнее для рассмотрения выбирать одновольтный или вообще единичный сигнал, ибо тогда величина выходного сигнала будет непосредственно выражать коэффициент усиления.) После включения напряжение на входных зажимах уже больше не изменяется, остается постоянным и равным 1 *в*. Такой сигнал часто называют перепадом (скачком) напряжения или единичным напряжением. Точку начала отсчета времени обычно совмещают с моментом включения.



Фиг. 3. Перепад напряжения *1* и его воспроизведение реальным усилителем, называемое переходной характеристикой *2*.

Почему же выбран именно такой сигнал для исследования? Это сделано по двум причинам. Первая — перепад напряжения объединяет два крайних противоположных режима, особенно наглядно характеризующих работу широкополосного усилителя: чрезвычайно быстрое, мгновенное изменение напряжения на входе в момент времени t_0 и отсутствие какого бы то ни было изменения напряжения после момента времени t_0. Если бы выходное напряжение по форме не отличалось от входного, то это означало бы, что усилитель способен воспроизводить мгновенные изменения напряжения. Вспомнив о невозможности мгновенных изменений напряжения на конденсаторе в цепи, содержащей сопротивление, мы заметим, что воспроизведение такого сигнала в точности немыслимо ни одним усилительным устройством, хотя бы потому, что даже монтажные проводники обладают определенной емкостью относительно корпуса.

Однако по степени приближения кривой выходного напряжения к перепаду напряжения можно судить о величине емкостей, тормозящих быстрые изменения, т. е. о способности усилителя реагировать на быстрые изменения.

Чем выше частота синусоидального колебания, тем круче кривая, изображающая это колебание во времени. Отсюда можно сделать вывод о том, что способность к воспроизведению мгновенного перепада каким-то образом связана со способностью усиливать колебания очень высоких частот, связана с отсутствием искажений на высоких частотах.

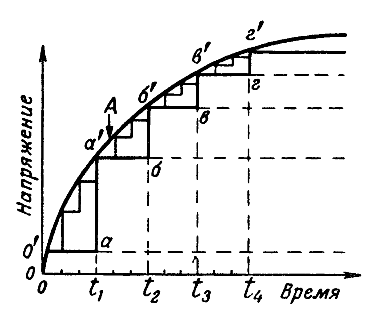
Если бы кривая выходного напряжения после t_0 совпадала с прямой, изображающей подачу постоянного напряжения на вход, то это означало бы, что усилитель в то же время способен усиливать неизменяющиеся, или чрезвычайно медленно изменяющиеся, напряжения, например синусоидальные колебания весьма низких частот. Способность усиливать медленно изменяющиеся напряжения связана с отсутствием искажений на низких частотах.

Зная форму выходного напряжения, если на вход подан перепад, можно сказать, какова, например, частотная характеристика. И, обратно, зная частотную и фазовую характеристики, можно примерно представить себе искажения, которые внесет усилитель при воспроизведении перепада.

На фиг. 3 пунктиром показано выходное напряжение реального усилителя, на вход которого подан перепад напряжения. Для удобства сравнения формы выходного напряжения с входным при построении пунктирной кривой мы считали, что коэффициент усиления схемы равен единице. Такой прием может быть использован всегда. Для этого при совмещении графиков входного и выходного напряжений масштаб выходного напряжения нужно уменьшить в K раз, где K — коэффициент усиления для того момента времени, когда выходное напряжение уже примерно дорастет до максимума. Мы видим из графика, что вместо мгновенного скачка напряжения в момент времени t_0, выходное напряжение довольно медленно возрастает до максимума, а затем не остается постоянным и начинает спадать. Это означает, что усилитель не способен воспроизводить быстрые изменения входного напряжения и не способен также воспроизводить медленные изменения напряжения на входе. Можно заключить, что данный усилитель вносит искажения на высоких и низких частотах.

Форму выходного напряжения усилителя, на вход которого подан перепад напряжения, мы будем называть **переходной характеристикой усилителя**. Переходной она называется потому, что характеризует способность усилителя реагировать на очень быстрый переход от одного состояния, когда сигнала на входе нет, к другому режиму, когда на вход подано постоянное напряжение.

Итак, по виду переходной характеристики мы можем судить о способности усилителя к воспроизведению быстрых и медленных изменений, о том, как усилитель воспроизводит мгновенный переход от одного неизменного состояния к другому. Очевидно, что тот усилитель будет более качественным, у которого при наибольшем коэффициенте усиления форма переходной характеристики будет ближе к форме перепада напряжения.



Фиг. 4. Входное напряжение A можно представить в виде суммы перепадов напряжений.

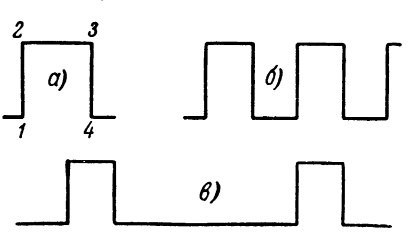
Вторая причина, по которой для исследования усилителей удобно использовать перепад напряжения, заключается в том, что любую реальную кривую, изображающую напряжение на входе усилителя, можно весьма точно представить как сумму перепадов напряжений. Идея такого представления дана на фиг. 4. Кривая A изображает действительное напряжение на входе. Ступенчатая линия *оо'аа'бб'*... является суммой мгновенных значений перепадов: *оо'* — совершающегося в момент времени t_0, *аа'* — в момент t_1 и т. д., каждый из перепадов происходит в последующий момент времени и повышает напряжение до такого значения, которое совпадает с кривой A. Эта ступенчатая линия вписана в кривую A. Вершина каждой ступени касается кривой A. Конечно, ступенчатая линия *оо'аа'бб'*... лишь отчасти передает характер кривой A, но, сокращая промежутки времени t_0—t_1, t_1—t_2 и т. д., мы, в конце концов, получим ступенчатую линию, очень похожую на кривую A (фиг. 4).

Зная переходную характеристику усилителя и закон, по которому изменяется напряжение на входе, можно, воспользовавшись специальными формулами, просуммировать целый ряд одинаковых переходных характеристик и получить

форму выходного напряжения, каким оно будет в действительности.

Таким образом, для оценки любого широкополосного усилителя достаточно получить переходную характеристику, зная которую, мы сможем изобразить выходное напряжение, когда на вход подано напряжение любой интересующей нас формы.

Перепад напряжения не является единственным сигналом, применяемым для оценки качества широкополосных усилителей. В некоторых случаях более удобным может явиться применение для целей расчета и испытания, например, прямоугольного импульса (фиг. 5,*а*) или последовательности кратковременных, сравнительно с периодом их повторения, прямоугольных импульсов (фиг. 5,*в*), или, наконец, последовательности симметричных прямоугольных сигналов, изображенной на фиг. 5,*б*. Приблизительно такие сигналы можно получить в специальных электронных схемах, например в схеме, называемой мультивибратором.



Фиг. 5. Сигналы, используемые при исследовании искажений в усилителях.

а — прямоугольный импульс; *б*—симметричные прямоугольные сигналы; *в* — последовательность несимметричных прямоугольных импульсов.

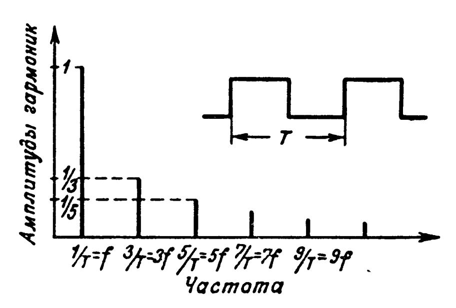
Каждый из приведенных на фиг. 5 сигналов лишь немногим сложнее перепада напряжения. Так, например, прямоугольный импульс можно рассматривать как сумму двух перепадов: одного — положительного, происходящего в момент времени *1* и повышающего напряжение от *1* до *2*, другого — отрицательного, происходящего в момент *3* и уменьшающего напряжение на такую же величину.

В каждом конкретном случае пользуются таким сигналом, который позволяет наиболее наглядно выявить интересующие нас свойства данного усилителя, предназначенного для определенных целей.

ЧАСТОТНЫЙ СОСТАВ ИСПЫТАТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

Выше мы отметили, что между искажениями формы усиливаемых сигналов и частотными свойствами усилителя существует связь. Может возникнуть вопрос о том, как ис-

казятся сигналы, изображенные на фиг. 5, если пропустить такие сигналы через усилитель, частотная и фазовая характеристики которого нам известны. Для того чтобы ответить на этот вопрос, нужно выяснить, можно ли сигналы, изображенные на фиг. 5, представить в виде суммы непрерывных гармонических колебаний. Оказывается, что возможно. Для этого амплитуды и частоты складываемых колебаний должны находиться в определенном соотношении, характерном только для сигнала данной формы.



Фиг. 6. Частотный спектр симметричных прямоугольных сигналов.

Так, например, симметричные прямоугольные сигналы можно получить, если просуммировать очень большое число синусоидальных колебаний. Частота основной синусоиды (1-й гармоники) будет определять частоту прямоугольного колебания. Частоты высших гармоник кратны основной. Частота 2-й гармоники в три раза больше частоты 1-й гармоники, следующей — в пять раз больше частоты 1-й гармоники и т. д.

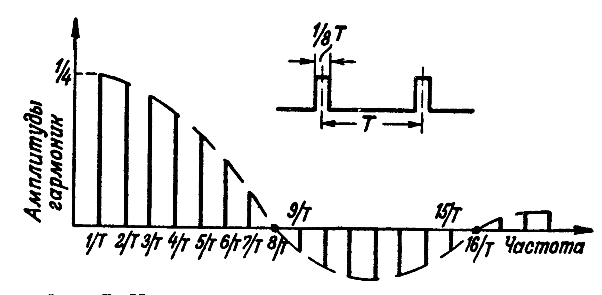
Амплитуды же должны быть обратно пропорциональны частоте. Это значит, что если принять амплитуду 1-й гармоники за единицу, то амплитуда следующей должна быть равна $^1/_3$, так как ее частота в 3 раза больше, и т. д.

Амплитудно-частотный состав таких сигналов можно представить в виде наглядного графика. Пусть каждая суммируемая гармоника условно изображается в виде вертикальной линии, длина которой пропорциональна амплитуде данной гармоники. Тогда, располагая эти линии вдоль горизонтальной оси, масштаб которой пропорционален частотам, получим наглядное представление об амплитудно-частотном составе или о так называемом частотном спектре сигнала. На фиг. 6 приведен частотный спектр последовательности прямоугольных сигналов, иллюстрирующий сказанное выше.

Для случая, когда длительность импульса равна $^1/_8$ периода *T*, частотный спектр приведен на фиг. 7. Из этого графика можно сделать заключение о том, что здесь сумми-

руются не только нечетные гармоники, но также и гармоники, частоты которых в 2, 4 и, вообще, в четное число раз больше частоты основной гармоники. Амплитуды гармоник убывают по мере увеличения частоты. Амплитуда 8-й гармоники равна нулю. Все амплитуды гармоник, начиная с 9-й и до 15-й, нанесены ниже оси частот. Этим условно показывается, что гармоники сдвинуты по фазе на 180°.

Если бы мы захотели изобразить график для последовательности импульсов, в которой длительность импульса рав-



Фиг. 7. Частотный спектр последовательности несимметричных, прямоугольных импульсов.

на, скажем, $^1/_{20}$ периода или, вообще, T/n, где n — любое число, то общий характер спектра не изменится. Однако все амплитуды при этом пропорционально уменьшились бы; частота гармоники, амплитуда которой обращается в нуль, была бы равна n/T, а по счету это была бы n-я гармоника.

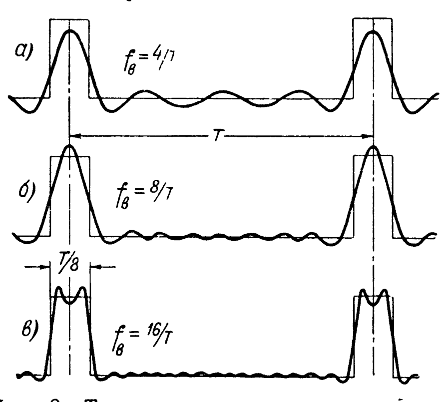
Читатель, вероятно, обратил уже внимание на то, что во всех наших примерах не указывалось, сколько же гармоник необходимо сложить, чтобы получить симметричные или несимметричные прямоугольные сигналы. Действительно, нельзя назвать номер гармоники, на котором можно было бы прекратить дальнейшее суммирование. Чем больше гармонических составляющих, тем точнее результирующая кривая будет совпадать с прямоугольным сигналом. Следует однако иметь в виду, что удельное значение высших гармоник не столь существенно, так как их амплитуды становятся все меньшими и меньшими.

ИСКАЖЕНИЯ ИМПУЛЬСОВ

Если бы каждая из бесконечного числа гармоник, образующих прямоугольный импульс, усиливалась одинаково и фазовые соотношения между гармониками не нарушались,

искажений формы сигнала не произошло бы. Частотный спектр выходного сигнала в этом случае был бы подобен спектру входного сигнала. Но усиливая прямоугольные импульсы реальным усилителем, мы тем самым в какой-то мере нарушаем соотношение между суммируемыми гармониками.

В связи с этим небезинтересно рассмотреть, что же произойдет с усиливаемыми сигналами. В любом усилителе на очень высоких частотах происходит уменьшение коэффициента усиления. Положим, что в предполагаемом усилителе коэффициент усиления остается постоянным до некоторой высокой частоты, а выше этой частоты равен нулю. Это равносильно тому, что при сложении гармоник мы ограничились конечным числом. Считаем пока, что фазовые искажения отсутствуют.

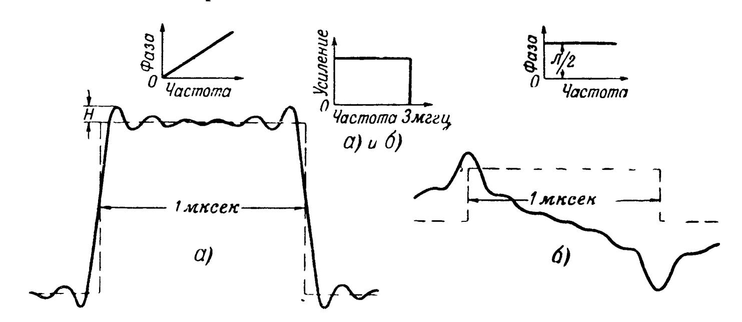


Фиг. 8. Точность воспроизведения импульсов увеличивается с ростом полосы частот.

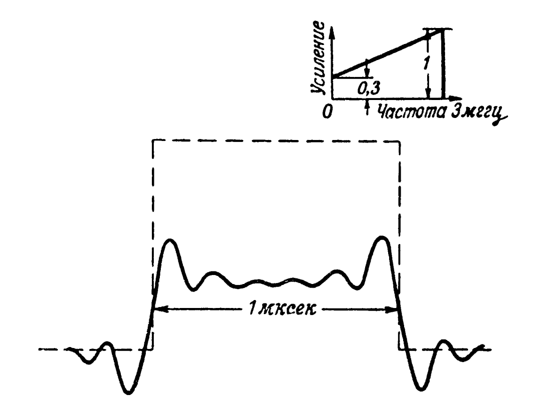
На фиг. 8 представлен результат суммирования конечного числа гармоник, образующих прямоугольные импульсы, частотный спектр которых представлен на фиг. 7. Если граничная частота, выше которой коэффициент усиления равен нулю, находится между 4-й и 5-й гармониками, т. е. если складываем только четыре первых синусоиды, мы получим кривую *а*. Если граничная частота лежит выше и суммируем семь гармоник — получаем кривую *б*. При суммировании пятнадцати гармоник — кривую *в*. Такие же по форме импульсы получим, если, при импульсах меньшей длительности будем располагать граничную частоту в тех же участках спектра: до частоты, когда амплитуда первый раз обращается в нуль, на этой частоте и на частоте, когда амплитуда второй раз становится равной нулю.

Из кривых на фиг. 8 следует, что скорость изменения напряжения увеличивается с ростом числа суммируемых гармоник.

На фиг. 9,*а* изображен в более крупном масштабе прямоугольный импульс длительностью 1 *мксек* после прохождения через усилитель с граничной частотой, равной 3 *мггц*. Мы видим, что время, за которое напряжение возрастет до



Фиг. 9. Искажения импульса при резко ограниченной полосе частот.
а — фазовые искажения отсутствуют; *б* — та же полоса, но имеются сильные фазовые искажения (фаза не меняется при увеличении частоты).



Фиг. 10. Искажения импульса, когда помимо резкого ограничения полосы частот усиление увеличивается с частотой.

максимума — в р е м я   у с т а н о в л е н и я, — составляет, примерно, 0,1 от длительности импульса. Прямая вершина импульса искажена колебаниями. Если, помимо устранения высокочастотных гармонических составляющих, усилитель уменьшает относительную величину самых низкочастотных гармоник, то вершина импульса в этом случае будет еще сильнее искажена. Как видно из кривой на фиг. 10, после

достижения максимума напряжение значительно уменьшается.

Существенные изменения возникают при наличии фазовых искажений, которыми мы до сих пор пренебрегали. Для иллюстрации этого положения на фиг. 9,*б* приведен тот же импульс, пропущенный через усилитель, создающий помимо частотных искажений на высоких частотах еще и сильные фазовые искажения (фазовый сдвиг не меняется с частотой). Полученную кривую даже трудно сопоставить с прямоугольным импульсом, так сильно она искажена.

Столь значительные искажения импульсов (а, значит, и перепадов напряжения, из которых можно составить сигналы сложной формы), какие приведены в качестве примеров, появляются лишь в очень плохо сконструированных усилителях. Больше того, в реальных схемах не может иметь место такое резкое ограничение полосы частот, какое предполагалось при построении кривых. Коэффициент усиления спадает с частотой плавно. А это, в свою очередь, сглаживает колебания на вершинах.

Всегда наряду с частотными искажениями имеют место и фазовые. Влияние последних на форму сигналов очень велико, поэтому кривые, построенные с учетом лишь ограничения полосы частот, на практике выглядят несколько иначе. Однако приведенные примеры позволяют отчетливо судить о степени влияния частотных и фазовых искажений на форму стандартных испытательных сигналов. На практике чаще всего пользуются частотными характеристиками, так как методы измерения фазовых гораздо сложнее. В последующих разделах при описании конкретных схем для иллюстрации их качества приводятся, в основном, переходные характеристики. Но в соответствии с установившейся практикой расчетные соотношения выводятся на основании частотных характеристик, с учетом искажений формы сигналов. Это позволяет обойтись без рассмотрения фазовых характеристик.

Итак, мы установили, что:

1. Время установления напряжения обратно пропорционально полосе воспроизводимых частот. Нужно стремиться к тому, чтобы усилитель возможно быстрее реагировал на изменения входного напряжения. Большое время установления в телевизионных, например, усилителях, приводит к уменьшению четкости, к появлению размытостей на границах между светлыми и темными местами изображения.

Поэтому нужно расширять полосу частот. Расширение полосы частот, как мы увидим позднее, приводит к уменьшению коэффициента усиления.

2. Резкое ограничение полосы частот усилителя вызывает появление колебательного процесса после достижения максимума или минимума. Этот колебательный процесс вместо неизменного напряжения проявляется в появлении ложных деталей на экране электроннолучевой трубки. Сглаживание колебательного процесса практически приводит к увеличению времени установления (см. гл. 3). О мешающем действии колебательного процесса судят по величине первого положительного выброса *H* над уровнем, около которого происходят колебания (фиг. 9,*а*).

3. Ограничения на низких частотах связаны с неправильной передачей медленно изменяющихся напряжений.

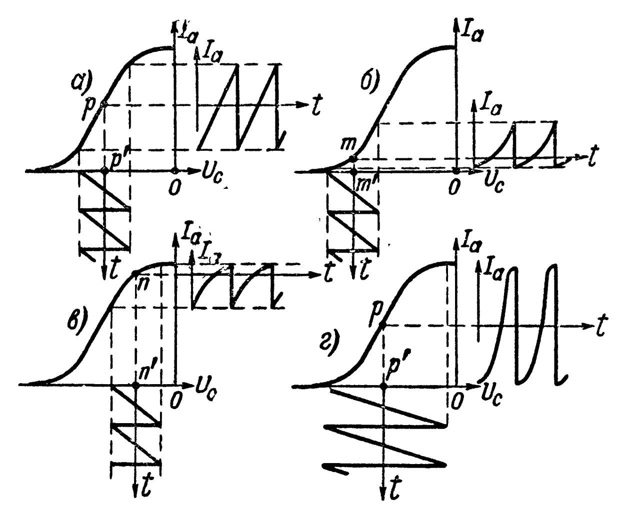
НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

Нелинейные искажения также приводят к изменению формы усиливаемых сигналов. Однако по своему происхождению они не связаны с сопротивлениями, конденсаторами и индуктивностями, из которых составляются схемы междуламповых связей широкополосных усилителей.

Источником нелинейных искажений являются сами электронные лампы, а причиной их — неправильные режимы работы или перегрузка ламп. На фиг. 11 приведены графики, поясняющие возникновение нелинейных искажений при усилении.

Зависимость анодного тока лампы от напряжения на сетке (точнее, напряжения между сеткой и катодом) не изображается прямой линией. Иначе говоря, нет прямо пропорциональной зависимости между изменением сеточного напряжения и возникающим под влиянием этого изменения уменьшением или увеличением анодного тока. При больших отрицательных напряжениях на сетке, например вблизи точки m' на фиг. 11,*б*, а также при сеточных напряжениях, близких к нулю, анодный ток изменяется сравнительно медленно, тогда как в средней области графика, вблизи точки p (фиг. 11,*а*), анодный ток примерно пропорционален изменению сеточных напряжений. Положим, что между сеткой и катодом включен источник исходного отрицательного смещения, соответствующий на графике (фиг. 11,*а*) отрезку op'. Если теперь подать на сетку сигнал не очень боль-

шой величины, так чтобы даже при максимальных и минимальных значениях сигналов последние не выходили за пределы того участка сеточного напряжения, которому соответствуют пропорциональные изменения анодного тока, то форма колебаний анодного тока, а значит и выходного напряжения (на активном нагрузочном сопротивлении), не будет отличаться от входного сеточного напряжения. Это иллюстрируется графическим построением на фиг. 11,*а*.



Фиг. 11. Возникновение нелинейных искажений при усилении.

а — режим выбран правильно — искажения отсутствуют; *б* — слишком большое смещение; *в* — малое смещение; *г* — очень большие сигналы.

Если же на сетку задать слишком большое исходное смещение *от'* или слишком малое *оп'*, то кривая тока, как видно из графиков, исказится.

При чрезмерно большом смещении особенно сильное сжатие кривой произойдет в нижней ее части, а при малом смещении — в верхней части.

Кривая рассматриваемого напряжения, по форме напоминающая зубья пилы и потому называемая пилообразной, очень удобна для качественного суждения о нелинейных искажениях. Этот метод исследования нелинейных искажений предложил проф. В. Л. Крейцер. По форме выходного сигнала сразу видно, какой участок кривой под-

вергся изменениям. Видно также, каков характер искажений — повысилось или уменьшилось напряжение искаженного участка относительно пилообразной кривой. Если выпуклость на кривой выходного напряжения обращена книзу, то произошло увеличение и, наоборот, если выпуклость обращена кверху,— сжатие.

В справочниках по электронным лампам всегда приводится рекомендуемое значение исходного отрицательного смещения. В некоторых случаях вместо напряжения указывается величина сопротивления автоматического смещения, рекомендуемого для установки в цепи катода.

Если придерживаться указанного в справочниках режима, то искажения, обусловленные верхним и нижним изгибами ламповой характеристики, могут отсутствовать. Однако даже при правильном выборе напряжения смещения нелинейные искажения могут иметь место. При подаче очень большого сигнала можно выйти за пределы линейного участка сеточной характеристики. Тогда, как показано на фиг. 11,*г,* исказятся и верхняя и нижняя части усиливаемого сигнала. Практически это бывает в последних каскадах усилителей, когда сигнал после предварительного усиления достигает уже значительной величины.

К примеру, для лампы 6Ж4 раствор сеточной характеристики — напряжение, соответствующее перемещению от нижнего до верхнего изгибов, составляет 4—6 *в* (для различных значений анодного и экранного напряжений). Ясно, что входной сигнал, по величине превышающий 6 *в* [1], исказится при усилении.

Нелинейные искажения возникают также при появлении тока в цепи управляющей сетки. Сеточный ток появляется при напряжениях сетка — катод, близких к нулю, и увеличивается по мере увеличения напряжения на сетке. Поэтому даже если верхний изгиб сеточной характеристики лежит в области положительных напряжений на сетке, все равно режим нужно выбирать так, чтобы максимальные значения сигнала во всяком случае не повышали напряжение на сетке выше нуля.

В усилителях звуковых сигналов количественная оценка нелинейных искажений производится с помощью так называемого коэффициента нелинейных иска-

---

[1] Под величиной сигнала понимается разность между максимальным и минимальным напряжениями, „размах“ сигнала.

жений (клирфактора). Если синусоидальный сигнал усиливается на нелинейном участке ламповой характеристики, то анодный ток по форме уже не синусоидален. Кривая анодного тока может быть представлена как сумма нескольких гармоник с кратными частотами. Первая из них, основная, имеет частоту входного сигнала. Относительное увеличение 2-й, 3-й и т. д. гармоник свидетельствует об увеличении искажений. Коэффициент нелинейных искажений есть отношение действующего (среднеквадратичного) значения всех мешающих гармоник, не присутствующих во входном сигнале, к амплитуде гармоники основной частоты. Чем меньше этот коэффициент, тем меньше искажения.

Применение указанного коэффициента для оценки нелинейных искажений в широкополосных усилителях не оправдано. Коэффициент нелинейных искажений учитывает лишь количественную сторону этого явления. Однако он ничего не говорит о характере искажений; о том, к примеру, куда обращена выпуклость искаженных пилообразных кривых на фиг. 11. Ввиду свойств уха в звуковых усилителях качественный характер искажений не имеет значения. Но на экране телевизора искажения такого же типа, как показаны на фиг. 11,*б* и 11,*в*, будут восприниматься различно. В первом случае яркость будет возрастать против ожидаемой, а во втором — падать. Нелинейные искажения проявляются в виде искажений контраста (контрастом называется отношение яркостей двух участков изображения).

Если же говорить о количественной стороне явления, то при зрительном наблюдении, а значит, для большинства широкополосных усилителей нелинейные искажения допустимы в значительно более широких пределах, чем в звуковых усилителях.

ШУМЫ

Необходимо рассмотреть еще один вид искажений, ухудшающих усиливаемые сигналы, но не связанных непосредственно с сигналами. Речь идет о так называемых шумах, под которыми условимся понимать любые посторонние сигналы, существующие на выходе усилителя даже при отсутствии полезных сигналов.

При наличии усиливаемых сигналов шумы складываются с последними и за счет этого результирующее выходное напряжение по форме уже не совпадает с входным. Можно

перечислить, по крайней мере, пять причин возникновения шумов в усилителях: 1) фон источников питания; 2) микрофонный эффект; 3) влияние близко расположенных источников колебаний; 4) использование деталей плохого качества и, наконец, 5) электрические флюктуации в электронных лампах и сопротивлениях. Первые четыре из указанных причин принципиально устранимы за счет некоторого усложнения конструкции и монтажа; об этом подробно сказано в пособиях по конструированию обычной радиотехнической и усилительной аппаратуры. Рассмотрим вопрос о шумах, возникающих из-за наличия электрических флюктуаций.

Современная физика устанавливает, что элементы вещества — атомы состоят из электрически заряженных частиц — положительного ядра и отрицательных электронов. Электрон является носителем элементарного, наименьшего электрического заряда. Внутриатомные силы связывают ядро с несколькими электронами, которые движутся вокруг ядра. Связь одного или нескольких электронов с ядром под воздействием внешних сил — нагревания, электрического поля, механических воздействий — может нарушиться. В твердом теле существует некоторое количество таких свободных, оторвавшихся от ядра, электронов. Они беспорядочно движутся, сталкиваются с атомами, выбивают другие электроны, замещая выбитые.

Электрические свойства твердых тел определяются количеством свободных электронов. В металлах их больше всего. Поэтому в металлах проще всего под действием приложенной извне разности потенциалов создать движение электронов. Движение зарядов — электронов и есть электрический ток.

Так как электроны являются носителями зарядов, то при их перемещении под действием окружающего тепла возникают разности потенциалов. Под влиянием появившихся разностей потенциалов возникают уравнивающие токи, стремящиеся вернуть вещество в нейтральное электрическое состояние. И, действительно, в среднем разность потенциалов будет равна нулю. Но чем меньше промежуток наблюдения, тем больше будет наблюдаемое отклонение от нуля. Колебания разности потенциалов и называются электрическими флюктуациями. Эти колебания не являются закономерными ни по величине, ни по форме.

Установлено, что напряжение флюктуаций пропорционально температуре, величине электрического сопротивле-

ния и обратно пропорционально промежутку времени наблюдения. Действительно, чем выше температура, тем с большей скоростью и энергией движутся электроны и тем большее мгновенное отклонение от нейтрального электрического состояния имеет место. Чем больше сопротивление вещества, тем меньше уравнивающие токи, а значит, и больше отклонение от нейтрального значения. Самый малый, доступный наблюдателю, промежуток времени наблюдения связан со временем установления в усилителе мгновенного перепада входного напряжения. Флюктуационные напряжения очень быстро меняются по величине и знаку. Если усилитель не воспроизводит быстрых изменений, то флюктуационные помехи на выходе сгладятся; напряжение на выходе еще не успеет сколько-нибудь значительно измениться, как входное напряжение уже спадет или даже переменит знак.

Но, как мы уже отметили, одна из особенностей широкополосных усилителей состоит в том, что они способны воспроизводить процессы, протекающие в малые промежутки времени. Значит, эти усилители не препятствуют (конечно, в определенных пределах) наблюдению флюктуаций, а усиливают флюктуационные напряжения, имеющиеся на любом сопротивлении, например на входном сопротивлении, с которого снимается и полезный сигнал. Пока входной полезный сигнал много больше, чем напряжение флюктуаций, форма кривой на выходе будет мало искажена. Когда же входное напряжение сигнала будет по величине сравнимо с флюктуационным напряжением, искажения станут заметными.

Значит, такого рода помехи ограничивают возможность неискаженного усиления с л а б ы х сигналов, т. е. при заданном необходимом выходном напряжении ставят предел целесообразности дальнейшего увеличения коэффициента усиления. Действительно, будем постепенно увеличивать коэффициент усиления; наступит такое положение, когда напряжение флюктуаций, имеющееся на входном сопротивлении, усилится до величины заданного выходного напряжения, например, до напряжения, выше которого начинаются сильные нелинейные искажения. Усиливать теперь полезные сигналы бессмысленно — на выходе они все равно не будут различимы среди шумов. Придется снизить усиление и подать бо́льшие полезные сигналы.

В качестве примера укажем, что на сопротивлении в

100 000 *ом* при наименьшем возможном промежутке времени наблюдения, равном 1 *мксек* (соответствует полосе частот в 1 *мггц*), в условиях комнатной температуры развивается флюктуационное напряжение, равное, примерно, 40 *мкв.* Ясно, что для неискаженного воспроизведения полезного сигнала последний должен быть в несколько раз больше. Если увеличить вдвое время наблюдения (сократить вдвое полосу частот), то шумовое напряжение уменьшится не в два, а лишь в 1,4 раза, т. е. будет равно 28 *мкв.* Тот же эффект был бы при уменьшении вдвое сопротивления. Можно, конечно, выбрать входное сопротивление весьма малым, однако при этом ток полезного сигнала также даст малое падение напряжения на этом сопротивлении.

Мы говорим все время о входном сопротивлении, а не о сопротивлении в промежуточных цепях, потому что флюктуации в последующих усилительных каскадах не имеют практического значения. Действительно, если положить, что коэффициент усиления на один каскад равен 10, то флюктуационное напряжение в 40 *мкв,* усиленное в 10 раз, составит на входе второго каскада 400 *мкв,* т. е. величину, значительно превосходящую шумы сопротивления второго каскада (если, конечно, это сопротивление не слишком велико по сравнению с входным). Здесь уместно отметить, что шумовые напряжения складываются не арифметически, а геометрически, т. е. суммарный эффект при сложении шумовых напряжений в 400 и 40 *мкв* будет равен всего

$$\sqrt{400^2 + 40^2} = 403 \text{ мкв}.$$

Электронные лампы также подвержены флюктуациям. Ток эмиссии складывается из отдельных хаотически вырывающихся из катода электронов. Если сравнить числа электронов, достигающих анода за два малых промежутка времени, то они будут различными. Анодный ток колеблется вокруг среднего значения. Чем меньше промежутки времени наблюдения, тем бо́льшие отклонения от среднего значения имеют место. Этот эффект называют «дробовым», ввиду того что поток электронов подобен потоку падающих дробинок. Для удобства эффект флюктуаций в электронных лампах отождествляется с эффектом флюктуаций в сопротивлениях. Электронная лампа заменяется эквивалентным «шумящим» сопротивлением. Так, например, пентод 6Ж4 шумит, как сопротивление 720 *ом.* Триоды шумят меньше. Так же как и в случае сопротивлений, имеет прак-

тический смысл учитывать только шум первой лампы. При расчете результирующих флюктуаций нужно геометрически сложить шумовое сопротивление первой лампы и входное сопротивление и учитывать только это результирующее шумящее сопротивление.

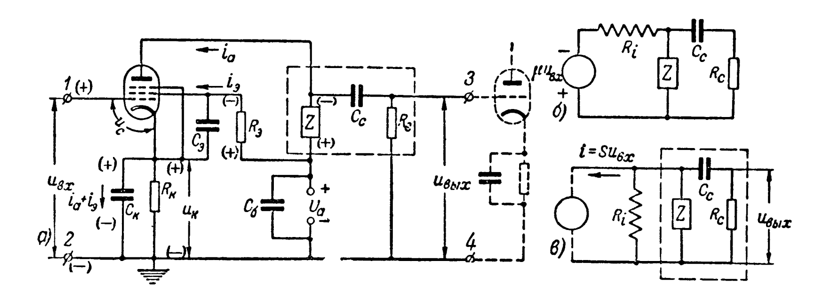
Таким образом, электрические флюктуации приводят к тому, что при заданном допустимом ухудшении формы сигнала имеется определенный, предельный коэффициент усиления. Ухудшение формы сигнала из-за наличия шумов задается в виде допустимого отношения напряжения сигнала к напряжению шума (отношение сигнал/шум). Это отношение для усилителей удовлетворительного качества не должно быть меньше десяти.

ГЛАВА ВТОРАЯ

РЕОСТАТНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД

Усилительные каскады подразделяются по характеру анодной нагрузки. В дроссельном усилительном каскаде, например, нагрузкой является катушка с сердечником, а



Фиг. 12. Принципиальная (a) и эквивалентные ($б$ и $в$) схемы усилительного каскада.

в реостатном — активное сопротивление. На фиг. 12 приведена схема усилительного каскада. К данному каскаду относятся все элементы схемы, расположенные между теми зажимами, куда подается входное напряжение *1—2*, и теми зажимами, откуда снимается выходное напряжение *3—4*. Очевидно, что если соединены несколько каскадов, то вы-

ходное напряжение предыдущего будет входном для последующего. Нагрузка на схеме условно обозначена Z.

По практическим соображениям (защита последующих цепей от высокого напряжения источника питания U_a) между потребителем усиленных сигналов, например последующим усилительным каскадом и нагрузкой, приходится включать переходной конденсатор C_c. Это, в свою очередь, влечет за собой необходимость подключения R_c — сопротивления утечки сетки следующего каскада.

Если бы сопротивление R_c вовсе отсутствовало, то на конденсаторе C_c за счет появляющихся при сильных сигналах сеточных токов накапливался бы заряд. Результирующее напряжение сетка—катод зависело бы от напряжения на конденсаторе C_c. Полярность этого напряжения такова, что отрицательное смещение на сетку увеличивается, и режим работы последующей лампы меняется. Это могло бы привести к появлению нелинейных искажений.

Установкой сопротивления R_c добиваются того, что зарядившийся за счет сеточных токов конденсатор C_c в те промежутки времени, когда сеточный ток отсутствует, разряжается по цепи, заключающей нагрузку Z, сопротивление R_c и источник питания.

Наличие цепочки $C_c - R_c$, как мы увидим позднее, существенно влияет на воспроизведение медленно изменяющихся сигналов, поэтому фактической нагрузкой следует считать ту часть схемы, которая на фиг. 12 заключена в пунктирный прямоугольник.

Форма выходного сигнала зависит от характера нагрузки. Кроме того, на форму сигнала влияют конденсаторы, устанавливаемые в цепи экранирующей сетки (в случае использования пентодов) и в цепи автоматического смещения. Если не устанавливать конденсаторов: $C_к$ — шунтирующего сопротивление автоматического смещения $R_к$, и $C_э$ — шунтирующего гасящее сопротивление $R_э$, с помощью которого понижается потенциал экранирующей сетки, то коэффициент усиления каскада уменьшается[1]. Емкость конденсаторов $C_к$ и $C_э$ должна быть столь боль-

---

[1] Подробнее об этом см. гл. 4.

шой, чтобы их сопротивление для самых низкочастотных составляющих усиливаемых токов было значительно меньше, чем, соответственно, сопротивления $R_к$ и $R_э$. В этом случае $C_к$ и $C_э$ не оказывают влияния на переменную составляющую анодного тока. Обычно при выяснении искажений формы сигнала их не принимают в расчет.

Будем пока считать, что только анодная нагрузка может изменить форму сигнала при усилении, а $R_к$ и $R_э$ выбраны так, что обеспечивают необходимый режим питания каскада. Если это так и нелинейные искажения отсутствуют, то для исследования прохождения сигнала усилительный каскад можно заменить простой эквивалентной схемой, показанной на фиг. 12,*б*. В этой схеме лампа заменена генератором переменного напряжения $\mu \cdot u_{вх}$ с внутренним сопротивлением R_i. В общей теории схем показывается, что такой генератор можно представить в виде генератора „неизменного тока", шунтированного сопротивлением R_i (фиг. 12,*в*). Иначе говоря, изменения внешней цепи не оказывают никакого влияния на величину тока генератора — ток остается практически независимым от внешней цепи. Ток генератора определяется как произведение крутизны характеристики лампы на переменное напряжение $u_{вх}$. Этот ток расходуется в двух ветвях внешней нагрузки — в сопротивлении R_i, равном внутреннему сопротивлению лампы и определяемом по справочникам, и в параллельно подключенной нагрузке Z.

В подавляющем большинстве широкополосных усилительных каскадов применяются пентоды, внутреннее сопротивление которых значительно больше нагрузочных (в сотни и даже тысячи раз). Можно поэтому на эквивалентной схеме не изображать сопротивление R_i; оно не оказывает никакого практического влияния на величину тока, протекающего по нагрузке. Действительно, ведь токи в параллельных ветвях обратно пропорциональны величинам сопротивлений. Тогда эквивалентная схема совсем упростится — она будет состоять лишь из нагрузки, по которой протекает ток, равный $Su_{вх}$. Такая эквивалентная схема правильно отображает процесс усиления при не очень больших нагрузочных сопротивлениях и

весьма удобна для рассмотрения прохождения сигнала.

Имея в виду рассуждения, приведенные в первой главе, можно сразу же сказать о том, какой по характеру должна быть нагрузка, для того чтобы не произошло искажений формы кривой. Применим ли для широкополосного усилителя в качестве нагрузки колебательный контур? Нет, конечно, не применим[1]. Колебательный контур обладает резко выраженными резонансными свойствами. Это значит, что сопротивление параллельного контура велико вблизи резонансной частоты и очень мало для других частот. Пусть входной сигнал $u_{вх}$, например, прямоугольное напряжение. Мы уже знаем, что такое напряжение является суммой отдельных гармоник с кратными частотами и с определенными амплитудными соотношениями. Тогда ток $i = Su_{вх}$ также можно полагать состоящим из отдельных гармоник тока с теми же частотами и в таком же амплитудном соотношении, ибо S—постоянный множитель. Совокупность гармоник тока, протекая по нагрузке, создает полезное падение напряжения. Если бы сопротивление контура не зависело от частоты, спектр выходного напряжения соответствовал бы спектру тока, а значит, и входного напряжения. Но из-за резко выраженных частотных свойств контура только те гармоники тока дадут значительное падение напряжения, частоты которых близки к резонансной частоте контура. Соотношение между амплитудами отдельных гармоник в выходном сигнале, по сравнению с входным, нарушится. Произойдет искажение формы кривой.

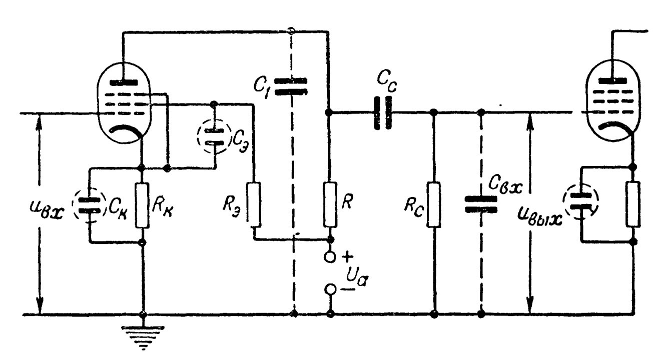
То же самое можно сказать о дросселе или о трансформаторе в качестве нагрузочных сопротивлений — их свойства очень сильно зависят от частоты, поэтому они неприменимы для широкополосных усилителей. Только величина активного сопротивления не зависит от частоты протекающего по нему тока. Поэтому в качестве нагрузки широкополосных усилителей выбирают активные сопротивления.

---

[1] Речь идет о колебательных контурах с высокой добротностью, т. е. об обычных радиотехнических контурах. Контуры с малой добротностью, порядка единицы и даже меньше, применяются. См. об этом в гл. 3.

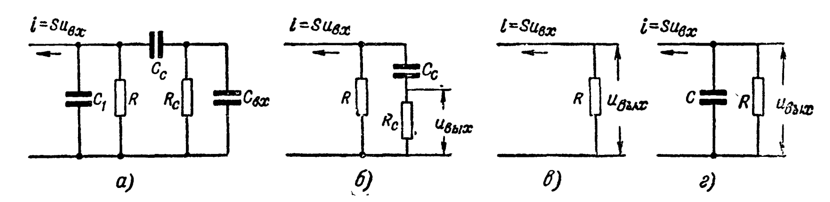
КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ

Посмотрим, чему равен коэффициент усиления реостатного усилительного каскада, принципиальная схема которого изображена на фиг. 13, а эквивалентная—на фиг. 14,*а*. В эквивалентной схеме добавились два элемента, о которых мы еще не говорили: емкости C_1 и $C_{вх}$. Эти емкости



Фиг. 13. Реостатный усилительный каскад.

не являются реальными деталями, включаемыми в схему. Они изображают всегда имеющиеся небольшие емкости самой схемы: $C_{вх}$ представляет так называемую входную емкость следующего каскада, а C_1 — выходную емкость лампы данного каскада, с учетом емкости соединитель-



Фиг. 14. Эквивалентные схемы реостатного каскада.
а — полная схема; *б* — для низких частот; *в* — для средних частот; *г* — для высоких частот.

ных проводов схемы относительно общего провода (земли) ($C_1 = C_{вых} + C_м$). Величина емкостей C_1 и $C_{вх}$ — небольшая, составляет единицы или десятки пикофарад. Их влияние на работу схемы сказывается на высоких частотах. Это влияние будет рассмотрено позже, а пока положим, что C_1 и $C_{вх}$ вовсе отсутствуют; поэтому эквивалентную

схему каскада можно изобразить так, как это показано на фиг. 14,*б*.

Цепочку $C_c - R_c$ можно рассматривать как делитель напряжения. Выходное напряжение снимается с R_c. Чтобы не было бесполезного падения напряжения на конденсаторе C_c, его сопротивление должно быть очень малым по сравнению с R_c. Значит, емкость конденсатора должна быть большой. Если выбрать конденсатор из этого соображения, то его сопротивление окажет существенное влияние только на самых низких частотах, где оно велико. Этот случай также будет рассмотрен особо, а пока, считая, что сопротивление конденсатора очень мало по сравнению с R_c, на эквивалентной схеме замкнем его перемычкой. Само сопротивление R_c достаточно велико по сравнению с нагрузочным сопротивлением R. Порядок величин здесь такой: R — тысячи, или сотни, *ом*, а R_c — сотни тысяч *ом*.

Это позволяет изобразить эквивалентную схему так, как показано на фиг. 14,*в*.

По сопротивлению R протекает ток $i = Su_{вх}$ и создает падение напряжения $u_{вых}$, т. е.

$$u_{вых} = Ri = SRu_{вх}.$$

Отсюда может быть получен коэффициент усиления каскада — отношение выходного напряжения к входному. Он равен

$$K = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = SR \qquad (1)$$

— произведению крутизны характеристики анодного тока на нагрузочное сопротивление. Для лампы 6Ж4 крутизна составляет 9 *ма/в*. Значит, если нагрузочное сопротивление равно 1 000 *ом*, то коэффициент усиления каскада равен 9. При увеличении R вдвое коэффициент усиления также увеличится вдвое.

Означает ли это, что если установить нагрузочное сопротивление в 1 *мгом*, то коэффициент усиления каскада станет равным 9 000? Конечно, нет. Ведь эквивалентная схема на фиг. 14,*в* и соответствующая ей формула (1) верны лишь приближенно, в предположении, что сопротивление R много меньше R_i и много меньше R_c. Кроме того, мы

здесь не учитывали, что при увеличении нагрузочного сопротивления увеличивается падение напряжения на нем постоянной составляющей анодного тока, и анодное напряжение уменьшается. Ведь при составлении эквивалентной схемы имелись в виду только переменные токи и переменные напряжения. При больших нагрузочных сопротивлениях нельзя уже пользоваться для вычислений крутизной статической характеристики, приводимой в справочниках. Действительная крутизна, при больших R, будет меньше. При определении коэффициента усиления в случае больших нагрузочных сопротивлений нужно пользоваться так называемыми динамическими характеристиками, о построении которых подробно сказано в руководствах по усилителям низкой частоты.

Так как в широкополосных усилителях для неискаженного воспроизведения сигналов приходится выбирать сравнительно малые нагрузочные сопротивления, то для этих усилителей простая формула (1) может быть использована для расчета.

ЧАСТОТНАЯ И ФАЗОВАЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Имея в распоряжении эквивалентные схемы фиг. 14, можно сравнительно просто определить частотную и фазовую характеристики. Схема на фиг. 14,*в* изображена в предположении, что емкость конденсатора C_c, установленного последовательно с сопротивлением R_c, велика. Однако такое предположение справедливо, если частота не очень мала. Допустим, что цепочка $C_c - R_c$ выбрана так: $C_c = 0{,}01$ *мкф*, а $R_c = 0{,}3$ *мгом*. Тогда на частоте, например, 5 000 *гц* сопротивление конденсатора составит 3 200 *ом* и им, действительно, по сравнению, с 0,3 *мгом* можно пренебречь, т. е. справедлива замена схемы фиг. 14,*б* схемой на фиг. 14,*в*. Но если частота равна 500 *гц*, то сопротивление конденсатора составит 32 000 *ом*, а на частоте 50 *гц* — уже 0,32 *мгом*. В области низких частот нужно рассматривать эквивалентную схему фиг. 14,*б*. Пример показывает, что на низких частотах значительная часть напряжения упадет на конденсаторе. Так как питающий схему ток не меняется и общее падение напряжения, определяемое малым сопротивлением R, равно $S \cdot R \cdot u_{вх}$, то снимаемое с R_c напряжение $u_{вых}$ составит только часть

общего падения напряжения; значит, по мере уменьшения частоты коэффициент усиления падает.

Уменьшение коэффициента усиления на низких частотах подсчитывается по формуле

$$\frac{K'_н}{K}=\frac{1}{\sqrt{1+\frac{1}{(2\pi f C_c R_c)^2}}}, \qquad (2)$$

в которой $\frac{K_н}{K}$ — отношение коэффициента усиления на низких частотах к коэффициенту усиления на такой частоте, где влиянием C_c можно пренебречь. Формула (2) дает возможность построить частотную характеристику каскада в области низких частот. От относительного усиления к его действительной величине можно перейти, помножив $\frac{K_н}{K}$ на SR.

Ту низкую частоту, на которой усиление падает на 30% (на 3 *дб*), принято называть „нижней граничной частотой". Усиление упадет на 30% $\left(\frac{K_н}{K}=0{,}7\right)$ в том случае, когда в формуле (2) величина $2\pi f \cdot C_c \cdot R_c$ станет равной единице. Действительно, $\frac{K_н}{K}=\frac{1}{\sqrt{1+1}}=0{,}7$. Значит, можно тогда написать, что $2\pi f_н C_c R_c=1$, откуда

$$f_н=\frac{1}{2\pi C_c R_c}. \qquad (3)$$

Обычно при расчете каскада задают $f_н$, а R_c выбирают порядка 0,2—0,7 *мгом*; тогда по формуле (3) определяется величина C_c, при которой выполняется требование 30%-го уменьшения усиления на частоте $f_н$.

Фазовую характеристику в области низких частот получим, если вспомним, что тангенс угла сдвига фаз между током, протекающим по цепи, составленной из последовательно соединенных R_c и C_c, и напряжением на сопротивлении, равен отношению реактивного сопротивления к активному:

$$\operatorname{tg}\varphi=\frac{1}{2\pi f C_c R_c}.$$

Так как ток, протекающий по соединению $C_c - R_c$, совпадает по фазе с сеточным (входным) напряжением, то последняя формула позволяет определить угол сдвига фаз между входным и выходным напряжениями в зависимости от частоты, т. е. фазовую характеристику. Из этой формулы видно, что чем выше частота, тем фазовый сдвиг меньше.

Рассмотрим теперь поведение схемы в области высоких частот.

В начале главы уже было сказано, что в любой ламповой схеме имеются емкости C_1 и $C_{вх}$ (они иногда называются распределенными или „паразитными" емкостями). Посмотрим на эквивалентную схему фиг. 14,*а*, предположив, что частота входного напряжения велика. Тогда, по соображениям, приведенным выше, конденсатор C_c можно замкнуть накоротко, а сопротивление R_c вовсе устранить (оно значительно больше, чем R). В схеме останутся параллельно соединенные C_1, R и $C_{вх}$. Параллельно соединенные емкости заменим одним суммарным конденсатором C, и получим схему, изображенную на фиг. 14,*г*.

По мере увеличения частоты сопротивление конденсатора C уменьшается, и конденсатор все больше и больше шунтирует нагрузочное сопротивление R. Раз общее сопротивление параллельного соединения R и C, по мере увеличения частоты, уменьшается, то уменьшится и падение напряжения на нем. Наличие емкости C приводит, таким образом, к уменьшению коэффициента усиления на высоких частотах. Для иллюстрации наших рассуждений заметим, что для каскада на лампе 6Ж4, например, величина емкости C не бывает меньше 25 *мкмкф*. На частоте 5 000 *гц* сопротивление такого конденсатора равно 1,3 *мгом*, и его шунтирующим действием на сопротивление, равное, например, 5 000 *ом*, можно пренебречь. На частоте 0,5 *мггц* сопротивление конденсатора в 25 *пф* составит 13 000 *ом*, а на частоте 5 *мггц* — всего 1 300 *ом*. Ясно, что на очень высоких частотах сопротивление такого параллельного соединения будет определяться, в основном, конденсатором.

Уменьшение относительного усиления из-за шунтирующего действия распределенной емкости подсчитывается по формуле

$$\frac{K_в}{K} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi f RC)^2}}. \qquad (4)$$

Из этой формулы следует, что если, например, $R=5\,000$ *ом*, то на частоте 5 *мггц* при $C=25$ *пф* усиление составит всего 25% от максимально возможного. Из этой формулы следует также, что если уменьшить R, то относительное уменьшение усиления на высоких частотах не будет столь существенным — частотная характеристика выравнится. Действительно, если вместо 5 000 *ом* установить в той же схеме сопротивление R, равное 1 000 *ом*, то усиление уже составит 79% от максимального. Правда, само максимальное усиление $S \cdot R$ уменьшится в пять раз, но с этим приходится мириться, если желательно получить равномерную характеристику до очень высоких частот. Вот почему в широкополосных усилителях так малы нагрузочные сопротивления и, следовательно, коэффициенты усиления каскадов.

Та частота, на которой усиление падает на 30%, называется верхней граничной частотой $f_в$. Из формулы (4) следует, что $K_в/K$ будет равно 0,7, когда $2\pi fRC$ станет равным единице, поэтому

$$f_в = \frac{1}{2\pi RC}. \tag{5}$$

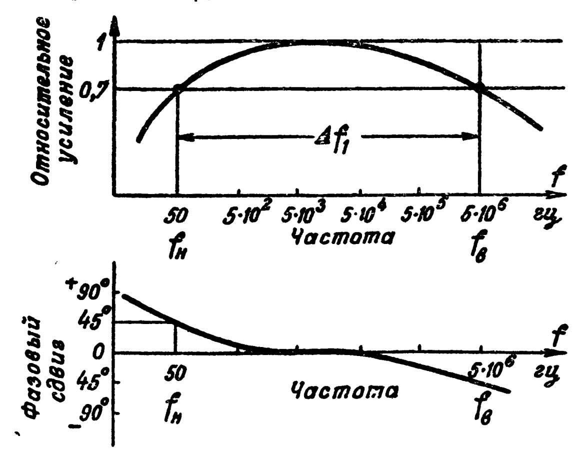
При расчете обычно задается $f_в$, а C, в основном, определяется выбором лампы, поэтому по формуле (5) находится величина R — допустимого (наибольшего) нагрузочного сопротивления, обеспечивающего усиление в 70% от максимального, на частоте $f_в$.

Фазовую характеристику в области высоких частот можно построить, приняв во внимание, что тангенс угла сдвига фаз между током и напряжением $u_{вых}$ для схемы фиг. 14,*г* равен отношению активного сопротивления к реактивному (со знаком минус), т. е. $\operatorname{tg}\varphi = -2\pi fRC$.

Все сказанное о частотной и фазовой характеристиках реостатного каскада иллюстрируется примерными графиками на фиг. 15. Для удобства масштаб горизонтальной оси сжат; он построен логарифмически.

Шириной полосы пропускания усилительного каскада Δf_1 называют разность между $f_в$ и $f_н$. Так, если $f_в = 5$ *мггц*, $f_н = 50$ *гц*, то ширина полосы пропускания будет равна 4 999 950 *гц*. Ясно, что в усилителях, в которых $f_н$ мало по сравнению с $f_в$, что в большинстве случаев имеет место

в рассматриваемых усилителях, за ширину полосы пропускания Δf_1 можно принять просто $f_в$. Так, для рассматриваемого примера $\Delta f_1 = 5$ *мггц*.



Фиг. 15. Частотная и фазовая характеристики реостатного каскада при $RC = 3{,}1 \cdot 10^{-8}$ сек. и $R_cC_c = 3{,}1 \cdot 10^{-3}$ сек.

УСИЛИТЕЛЬНАЯ СПОСОБНОСТЬ СХЕМЫ

Отметим еще одну особенность. Перемножив соответственно правые и левые части формул (1) и (5), получим:

$$Kf_в = \frac{S}{2\pi C} \qquad (6)$$

— в левой части произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания, а в правой — постоянную величину, пропорциональную отношению крутизны характеристики лампы к величине распределенной емкости, т. е. для широкополосного усилительного каскада произведение коэффициента усиления на полосу пропускания есть величина постоянная, определяемая только свойствами лампы. (Предполагаем, что монтаж выполнен так, что монтажная емкость минимальна.)

Из последней зависимости следует, например, что если $S = 9$ *ма/в*, а $C = 25$ *пф*, т. е. $S/2\pi C = 60$ *мггц*, то от каскада на такой лампе можно получить коэффициент усиления 10 при полосе в 6 *мггц*; если же нужно обеспечить полосу в 10 *мггц*, то коэффициент усиления не превысит 6.

Отношение $S/2\pi C$ характеризует «усилительную способность»[1] лампы при широкополосном усилении. Для рассматриваемых усилителей нужно использовать лампы с большой крутизной и малыми входной и выходной емкостями. Неаккуратный, разбросанный монтаж с длинными соединительными проводами сильно сужает полосу пропускания. В табл. 1 производится сравнение нескольких типов распространенных ламп. Монтажная емкость для всех случаев полагается равной 10 *пф*, что соответствует действительности при хорошем монтаже. Если последующий каскад выполнен на другой лампе, то для определения усилительных свойств каскада необходимо просуммировать выходную емкость лампы данного каскада с емкостью монтажа и с входной емкостью лампы следующего каскада. Разделив крутизну характеристики данной лампы на суммарную емкость, получим интересующий нас результат.

Таблица 1

Усилительные способности различных ламп

Тип лампы	$C_{вых}$, *пф*	$C_{вх}$, *пф*	$C=C_{вых}+C_{вх}+10$, *пф*	S, *ма/в*	$\frac{S}{2\pi C}$, *мггц*
6Ж1П	2,1	4	16,1	5,2	51,4
6Ж3П	1,8	6,5	18,3	5,0	43,6
6Ж3	7,0	8,5	25,5	4,9	30,6
6Ж4	5,0	11,0	26,0	9,0	55,0
6Ж6С	6,25	9,5	25,75	7,5	46,5
6П3С	8,5	11,0	29,5	6,0	32,5
6П6С	7,6	9,5	27,1	4,1	24,1
6П9	7,5	13,0	30,5	11,7	62,0
Г-807	7,0	11,0	28,0	6,0	34,2

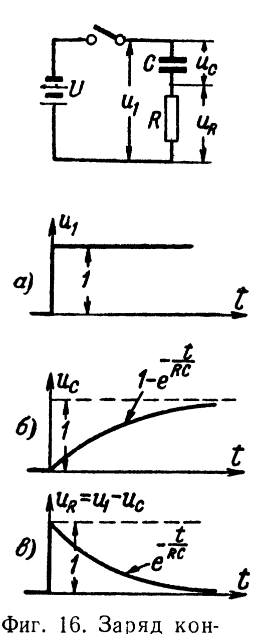
Из табл. 1 следует, что наилучшими для широкополосного усиления являются лампы 6Ж4, 6Ж1П и 6П9. Однако в некоторых случаях по причинам, изложенным в параграфе о нелинейных искажениях, приходится пользоваться и другими лампами, например 6П3С или Г-807.

---

[1] Иногда это отношение называется „широкополосностью“ лампы.

ИСКАЖЕНИЯ ФОРМЫ СИГНАЛОВ

Воспользовавшись эквивалентными схемами на фиг. 14, определим искажения формы сигналов в реостатном усилительном каскаде. Для этого нам не придется пользоваться частотной и фазовой характеристиками, хотя это и можно было бы сделать. Значительно проще в данном случае решить вопрос об искажениях формы, если вспомнить об особенностях заряда и разряда конденсатора в цепи, содержащей сопротивление.



Фиг. 16. Заряд конденсатора через сопротивление.

Если подключить к конденсатору C, соединенному последовательно с сопротивлением R, в какой-то момент времени батарею U (фиг. 16), то конденсатор начнет заряжаться. Мгновенные изменения напряжения на конденсаторе невозможны; конденсатор заряжается не сразу, а постепенно. Время заряда определяется его емкостью и величиной сопротивления R. В момент включения по цепи будет протекать максимально возможный ток, ограничиваемый только сопротивлением R; сопротивление конденсатора в момент включения равно нулю. (Считаем, что до момента подключения конденсатор был разряжен.) По мере заряда ток уменьшается; когда конденсатор полностью зарядится, ток прекратится — сопротивление конденсатора как бы стало бесконечно большим. За время заряда в конденсаторе запаслась энергия электрического поля; напряжение на его обкладках стало равным напряжению батареи.

Во время заряда напряжение на конденсаторе изменяется по так называемому экспоненциальному закону, записываемому в математической форме так:

$$u_C = U\left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right),$$

где $e = 2{,}718...$ — основание натуральных логарифмов, а t — время, прошедшее с момента включения.

Зная U, R и C, можно для любого момента времени, воспользовавшись справочником, подсчитать напряжение на конденсаторе. Сначала напряжение будет расти очень быстро, а затем темп его роста постепенно замедляется — зарядный ток постепенно уменьшается. Так, например, через RC сек. напряжение достигает значения 0,63 U, через $2RC$ сек.— 0,87 U, а через $3RC$ сек.— 95% напряжения батареи. Чем больше «постоянная времени» RC, тем медленнее будет заряжаться конденсатор. Теоретически, процесс заряда продолжается бесконечно долго, однако практически можно считать, что заряд закончится через 3—$4RC$, когда напряжение достигнет 95—98% U.

Изменение напряжения на R найдем с помощью простых рассуждений. В любой момент времени, напряжение на последовательном соединении u_1 является суммой напряжений на отдельных элементах, т. е. суммой напряжений на конденсаторе u_C и на сопротивлении u_R. Значит, напряжение на сопротивлении в любой момент времени является разностью между u_1 и u_C. Но, начиная с того момента времени, когда замкнули ключ, сумма напряжений неизменна $u_1 = U$, а напряжение на конденсаторе изменяется по известному закону; поэтому, произведя вычитание, получим закон изменения напряжения на R:

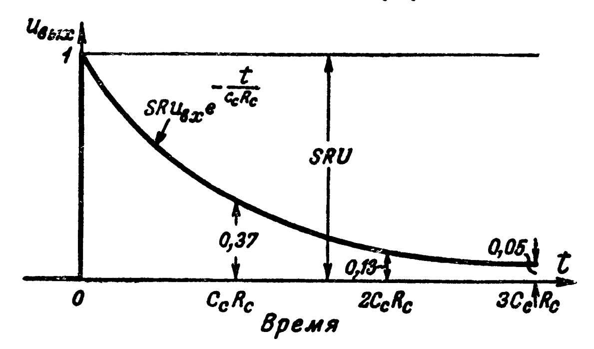
$$u_R = u_1 - u_C = U - U\left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) = Ue^{-\frac{t}{RC}}.$$

Графически это показано на фиг. 16. Увеличение напряжения на конденсаторе в процессе его заряда приводит к тому, что напряжение на сопротивлении постепенно падает.

Обратимся теперь к эквивалентной схеме каскада для низких частот (фиг. 14,*б*). Эта схема почти ничем не отличается от только что рассмотренной. Разница состоит в наличии нагрузочного сопротивления R, которое можно рассматривать как источник напряжения для делителя напряжения $R_c - C_c$. Действительно, в какой-нибудь момент времени подадим на сетку лампы перепад напряжения $u_{вх}$.

Тогда в тот же момент времени начнет протекать ток $Su_{вх}$, создающий падение напряжения $SRu_{вх}$. Это напряжение и является источником для заряжающегося

конденсатора. Напряжение на конденсаторе будет увеличиваться. Напряжение на сопротивлении $u_{вых}$ определяется разностью между $SRu_{вх}$ и напряжением на конденсаторе, т. е. зависит от постоянной времени C_cR_c. Графически эта зависимость показана на фиг. 17, она и является переходной характеристикой реостатного усилительного каскада (с учетом только цепи C_cR_c). Поясним это чис-

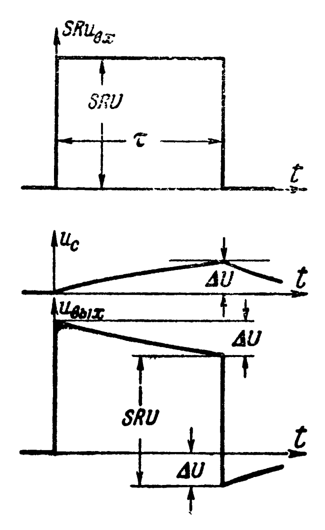


Фиг. 17. Переходная характеристика реостатного каскада с учетом только C_cR_c.

ловым примером. Пусть в какой-то момент времени, принимаемый за нулевой, на сетку лампы подается перепад напряжения, равный 1 *в*. Коэффициент усиления каскада $SR = 10$; $C_c = 0{,}01$ *мкф*, а $R_c = 0{,}3$ *мгом*. Тогда выходное напряжение в момент подачи перепада сразу же достигнет 10 *в*, а затем начнет постепенно спадать. Через время, равное $0{,}01 \cdot 10^{-6} \cdot 0{,}3 \cdot 10^{6} = 0{,}003$ сек., напряжение на выходе упадет на 63% и станет равным 3,7 *в*, через 0,006 сек. — 1,3 *в*, а через 0,009 сек. — всего 0,5 *в*.

Таким образом, наличие цепочки $C_c R_c$ приводит к тому, что медленные изменения усиливаемого напряжения искаженно воспроизводятся усилителем. Если входное напряжение представляет собой импульс, то до того момента времени, пока импульс продолжает действовать, процесс протекает так, как это описано выше. Однако в тот момент времени, когда действие входного импульса прекращается, напряжение на сопротивлении R изменяется от $SRu_{вх}$ до нуля (фиг. 18), напряжение на конденсаторе, повысившееся за время действия импульса от нуля до некоторого значения ΔU, начнет уменьшаться, ибо цепь

замкнута. Скорость уменьшения напряжения на конденсаторе будет зависеть от постоянной времени цепи разряда. В любой момент времени в схеме должно соблюдаться условие, согласно которому сумма напряжений на конденсаторе и на R_c равна напряжению на R. Но напряжение на R стало равным нулю, а напряжение на конденсаторе в момент прекращения действия импульса сразу измениться не может; значит, в этот момент напряжение на сопротивлении $u_{вых}$ изменит знак и по величине будет равно ΔU. По мере разряда конденсатора напряжение на нем будет стремиться к нулю, поэтому отрицательное выходное напряжение также будет уменьшаться. В любой момент времени сумма $u_{вых}$ и u_C равна нулю. Физически изменение знака выходного напряжения означает, что в момент прекращения действия импульса зарядный ток прекращается, конденсатор замкнут сопротивлениями R и R_c и потому начнет разряжаться. Направление тока разряда противоположно зарядному, значит падение напряжения на R_c изменит знак на противоположный.

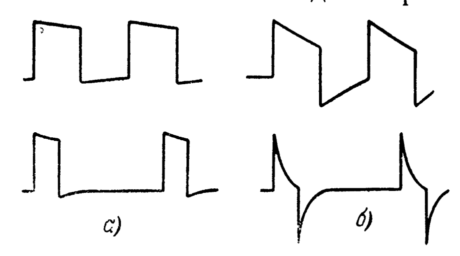


Фиг. 18. Низкочастотные искажения прямоугольного импульса.

Какие же практические выводы можно сделать из приведенных выше рассуждений? Помимо искаженного воспроизведения „плоской“ вершины импульса, по прекращению действия сигнала, выходное напряжение не прекращается, а меняет знак, и происходит последующий процесс довольно медленного спадания напряжения. Форма импульсов будет искажена тем меньше, чем больше постоянная времени $C_c R_c$ по сравнению с длительностью импульса, так как при большой постоянной времени напряжение на вершине не успеет сколько-нибудь существенно измениться за то время, пока действует импульс. В этом случае отрицательный выброс по пре-

кращении импульса будет также малым, как это показано на фиг. 19. При большой постоянной времени $C_c R_c$ выходное напряжение будет почти в точности следовать за входным.

При расчете усилителя часто задают не нижнюю граничную частоту, а допустимое уменьшение напряжения ΔU для самого длительного из усиливаемых импульсов. Так как величина спада напряжения зависит от $C_c R_c$, то можно составить расчетную зависимость между ΔU и $C_c R_c$. Для относительных величин спада $p_1 = \frac{\Delta U}{SRU}$, не превышающих 15—20%, эта зависимость весьма проста:



Фиг. 19. Влияние величины $C_c R_c$ на искажения сигналов.
а — $C_c R_c$ велико; *б* — $C_c R_c$ мало (по сравнению с длительностью импульсов).

$$p_1 = \frac{\tau}{C_c R_c}, \qquad (7)$$

где τ — длительность наиболее длительного из возможных усиливаемых импульсов U. Поскольку и $f_н$ и p_1 зависят от постоянной времени цепи, то можно установить между ними связь в следующем виде:

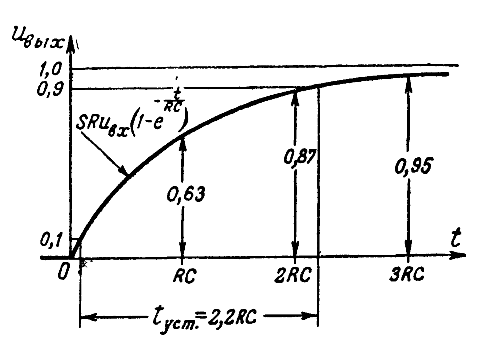
$$f_н = \frac{p_1}{2\pi\tau}. \qquad (8)$$

Эта формула очень удобна тем, что позволяет по известным $f_н$ и длительности импульса определить искажения последнего. Например, если $f_н = 50$ *гц*, а длительность импульса — 0,0005 сек., то к концу импульса напряжение упадет на 16%.

Для определения величины C_c можно пользоваться либо формулой (3), если расчет ведется по заданной $f_н$, либо формулой (7), если задаются величина допустимого спада напряжения и длительность импульсов. Очень часто для обеспечения неискаженного усиления получаются столь большие значения $C_c R_c$, что их не представляется возможным выполнить, так как при этом заряд за счет сеточных токов не будет успевать стекать.

В этих случаях применяют специальные меры, о которых речь пойдет в гл. 3.

Обратимся теперь к эквивалентной схеме на фиг. 14,г и рассмотрим, как проявляются высокочастотные искажения. В момент времени $t=0$ на сетку лампы подан перепад напряжения. В этот момент возникший в анодной цепи ток не создаст никакого падения напряжения в нагрузке, ибо в первое мгновение сопротивление конденсатора C, шунтирующего R, равно нулю. Весь ток будет протекать по ветви, в которой находится конденсатор, заряжая последний. По мере заряда распределение токов в ветвях меняется. Все большая часть тока начинает протекать по сопротивлению, и падение напряжения на нем увеличивается. По истечении промежутка времени, равного 3 — 4RC, заряд конденсатора практически закончится; весь ток $Su_{вх}$ будет протекать по R, создавая выходное напряжение $SRu_{вх}$.



Фиг. 20. Переходная характеристика с учетом только шунтирующей емкости.

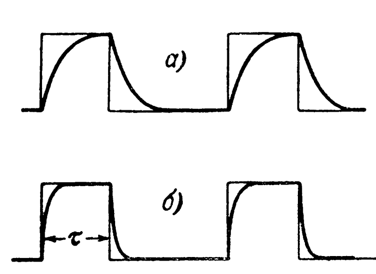
Скорость установления напряжения на конденсаторе зависит от постоянной времени RC (фиг. 20). Таким образом, вместо крутого фронта во входном сигнале, выходной сигнал не сразу достигает максимального значения. Время, за которое напряжение изменится от 0,1 до 0,9 своего установившегося значения, называется „временем установления“ $t_{уст}$. Время установления для одного каскада подсчитывается по формуле

$$t_{уст}=2,2\,RC. \qquad (9)$$

Чем меньше постоянная времени RC, тем быстрее установится напряжение.

Часто при расчете усилителя задается не $f_в$, а время установления; величина C, если лампа выбрана, также известна, поэтому по формуле (9) можно определить

величину допустимого нагрузочного сопротивления, которое обеспечит заданное время установления. Например, для некоторых телевизионных усилителей время установления задается таким, чтобы за это время электронный луч успел продвинуться по экрану трубки на расстояние, не превышающее диаметр луча. Подсчет показывает, что это время примерно равно 0,08 *мксек*. Если считать, что $C=25$ *пф*, то получим по формуле (9) допустимое значение для R, равное 1 450 *ом*.



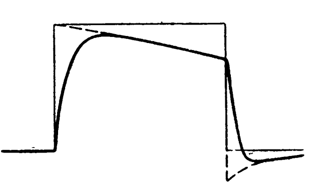
Фиг. 21. Высокочастотные искажения импульсных сигналов в реостатном каскаде.
а — RC велико: *б* — RC мало (по сравнению с τ).

Связь между временем установления и верхней граничной частотой весьма просто находится из формул (5) и (9) в виде

$$t_{уст1} = \frac{0,35}{f_в}. \qquad (10)$$

При подаче на вход импульса последний исказится не только в начале, но и в конце своего действия. Выходное напряжение не сразу спадет до нуля — конденсатор C будет некоторое время разряжаться через сопротивление R. Искажения для этого случая видны из рассмотрения фиг. 21. Остается сопоставить результаты рассуждений для двух эквивалентных схем; ведь в реальном усилителе одновременно протекают заряды и разряды емкостей C и C_c. Если бы постоянные времени RC и $R_c C_c$ были одного порядка, то один процесс влиял бы на другой. Однако обратимся к цифрам. Выберем величины деталей так, чтобы заведомо предусмотреть все возможные случаи, имеющие место на практике. Сопротивление R выберем равным 10 000 *ом*, $C=50$ *пф*, большие значения трудно предположить для широкополосных усилителей. $C_c = 0,005$ *мкф*, а $R_c = 0,2$ *мгом*; меньшие значения редко встречаются. Тогда получим $RC = 5 \cdot 10^{-7}$ сек., а $C_c R_c = 0,001$ сек. Напряжение в начале перепада через $4RC = 2$ *мксек* достигнет 98% своего предельного значения. Если учесть влияние $R_c C_c$, то за время, равное 2 *мксек*, напряжение на вершине успеет упасть от максимального

значения на 0,2%. При меньших RC или больших $R_c C_c$ результаты еще меньше сопоставимы. Значит, даже если мы и попытались бы внести исправления в графики на фиг. 17 или 20, то на чертеже все равно ничего не заметили бы. Масштабы горизонтальных осей на этих графиках существенно различны. На фиг. 17 трудно заметить для реальных схем искажения переднего фронта сигнала. Однако, для того чтобы читатель имел представление об искажениях в случае, когда постоянные времени RC и $R_c C_c$ одного порядка, приведен рисунок (фиг. 22), на котором одновременно учтены как низкочастотные, так и высокочастотные искажения импульса.



Фиг. 22. Искажения импульса, когда величины RC и R_cC_c одного порядка.

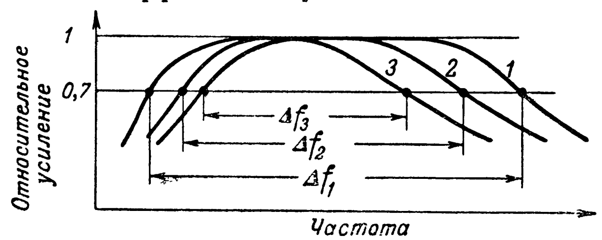
И высокочастотные и низкочастотные искажения ухудшают качество воспроизводимых сигналов. В телевидении, например, высокочастотные искажения приводят к тому, что появляется размытость, нечеткость черно-белых границ в горизонтальном направлении. Низкочастотные искажения приводят к тому, что в вертикальном направлении меняется яркость однотонных изображений. Поэтому весьма важным является уменьшение как одних, так и других искажений.

МНОГОКАСКАДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Обеспечить необходимое усиление одним каскадом удается только в редких случаях. Чаще всего входные сигналы очень малы (милливольты или даже микровольты), а выходные — должны составлять десятки вольт. Так как коэффициент усиления каждого каскада в широкополосных усилителях мал, то для создания общего большого усиления приходится составлять усилители из цепочки каскадов, в которой каждый каскад является лишь одним звеном, одной ступенью усиления. Например, усилители для физических исследований содержат до 10—15 каскадов, а в телевизионной студии число усилительных каскадов измеряется несколькими десятками.

Особенность многокаскадного усилителя состоит в том, что полоса воспроизводимых частот уменьшается при увеличении числа каскадов, т. е. время установления растет,

и спад напряжения на вершине увеличивается. Сужение полосы частот легко иллюстрируется следующим числовым примером. Допустим, что коэффициент усиления одного каскада в области средних частот, где влиянием C и C_c можно пренебречь, равен 10. Тогда на верхней и нижней граничных частотах коэффициент усиления равен семи. Подключим к выходу первого каскада еще один такой же каскад. Усиление всего усилителя для любой из частот равно произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов



Фиг. 23. Сужение полосы частот с ростом числа каскадов.

1 — один каскад; 2 — два каскада; 3 — три каскада.

на соответствующих частотах. Следовательно, на средних частотах коэффициент усиления двух каскадов будет равен 100, а на граничных частотах — 49, т. е. 49% от максимального. Значит, эти частоты уже не будут граничными; ведь на граничных частотах, по определению, усиление должно составлять 70% от максимального усиления на средних частотах. Очевидно, что 70-процентное усиление двухкаскадного усилителя будет на частотах, ближе примыкающих к средним (фиг. 23; масштаб вертикальной оси — относительный. Для того чтобы перейти к абсолютным значениям, нужно ординаты кривой одного каскада помножить на SR, двух — на $(SR)^2$, трех — на $(SR)^3$ и т. д.).

Совершенно аналогичные рассуждения можно привести относительно трех, четырех и т. д. каскадов. Как видно из графика на фиг. 23, полоса частот при увеличении числа каскадов сужается. Для того чтобы воспроизвести заданную полосу частот многокаскадным усилителем, нужно, чтобы полоса каждого отдельного каскада была значительно шире. Обозначим полосу пропускания всего усилителя Δf_n. Тогда сужение полосы в многокаскадном усилителе можно подсчитать по формуле

$$\Delta f_1 = m \Delta f_n,$$

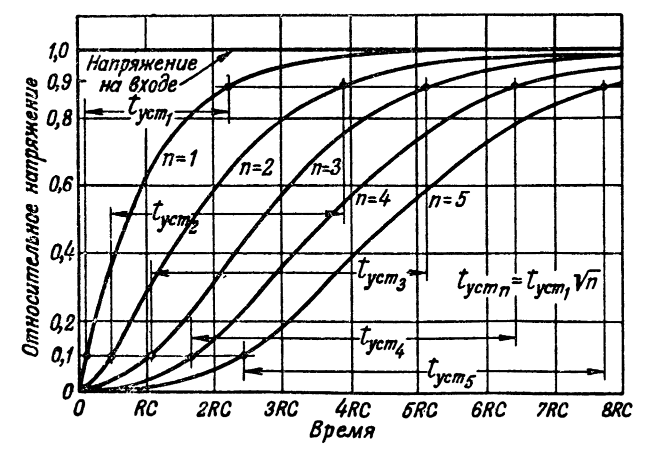
в которой m — коэффициент, показывающий, во сколько раз полоса каждого каскада должна быть шире общей полосы пропускания всего усилителя. Этот коэффициент зависит от числа каскадов. В табл. 2 даны значения коэффициента для усилителей с числом каскадов от 1 до 10.

Таблица 2

Значения коэффициента расширения полосы

Число каскадов	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
m	1	1,56	1,98	2,35	2,68	2,94	3,18	3,39	3,60	3,79

Как следует из этой таблицы, для того чтобы шестикаскадный усилитель пропускал полосу частот, например, в



Фиг. 24. Переходные характеристики усилителей с различным числом каскадов (с учетом только RC).

2,3 *мггц*, полоса каждого каскада должна быть равна $2{,}3 \times 2{,}94 = 6{,}75$ *мггц*.

Что касается формы переходной характеристики, то в многокаскадном усилителе с ростом числа каскадов время установления и величина спада напряжения на вершине увеличиваются. На фиг. 24 на одном графике совмещены переходные характеристики с учетом шунтирующих емкостей (появление высокочастотных искажений) для различ-

ного числа каскадов. Для удобства сравнения кривых масштаб вертикальной оси относительный; для перехода к абсолютным значениям напряжений нужно ординату кривой для одного каскада помножить на SR, двух — на $(SR)^2$ и т. д.

Кривая установления напряжения для одного каскада ($n = 1$) нам уже знакома. На входе 2-го каскада действует не прямоугольный перепад, а напряжение, изменяющееся по закону, выраженному этой кривой. По такому же закону изменяется анодный ток второй лампы. Напряжение на емкости C 2-го каскада не может установиться так же быстро, как ток, протекающий по цепи. Кривая, изображающая напряжение на нагрузке 2-го каскада ($n = 2$), нарастает медленнее, чем кривая для $n = 1$, которая, в свою очередь, также нарастала медленнее, чем перепад напряжения на сетке первой лампы. То же самое можно сказать о 3-м, 4-м и т. д. каскадах. Так как кривые с увеличением числа каскадов больше наклонены, то время установления увеличивается. Возрастание времени установления подсчитывается по формуле

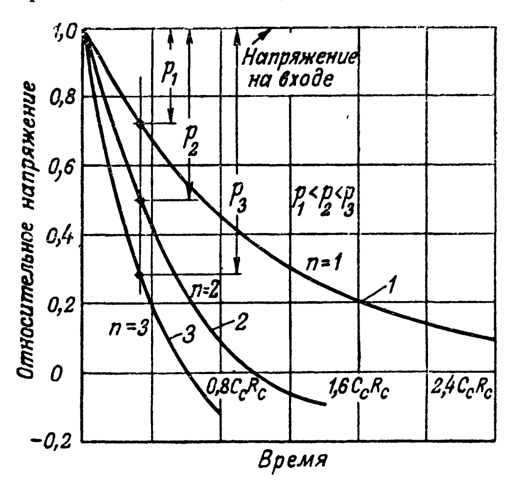
$$t_{уст.n} = t_{уст\,1} \sqrt{n}, \qquad (11)$$

где n — число каскадов, а $t_{уст.n}$ — время установления n-каскадного усилителя (каскады предполагаются одинаковыми).

Что касается низкочастотных искажений сигналов, проявляющихся в том, что выходное напряжение по достижении наибольшего значения не остается неизменным, а медленно спадает в соответствии с постоянной времени $C_c R_c$, то в многокаскадном усилителе эти искажения усугубляются. Напряжение на выходе 1-го каскада, как мы уже знаем, за счет увеличения напряжения на конденсаторе C_c в процессе его заряда, плавно спадает, хотя входное напряжение в это время постоянно (см. кривые на фиг. 25). На вход 2-го каскада подается напряжение, изменяющееся по закону, изображаемому кривой для $n = 1$. Конденсатор C_c 2-го каскада также начинает заряжаться, и не все напряжение, прикладываемое к делителю $C_c R_c$ 2-го каскада, изображаемое кривой для $n = 1$, оказывается на сопротивлении R_{c1}. Поэтому кривая для $n = 2$, изображающая выходное напряжение 2-го каскада, пойдет ниже, чем кривая входного напряжения этого каскада. То же самое можно сказать о последующих каскадах, т. е. величина спада на-

пряжения с ростом числа каскадов увеличивается. Конечно, при этом увеличивается и величина отрицательного выброса по прекращении действия импульса.

Если считать, что спадание напряжения для всего усилителя не превосходит 30—40% от максимального напря-



Фиг. 25. Спад напряжения на вершине увеличивается с ростом числа каскадов n.

жения, то относительная величина спада напряжения p_n пропорциональна числу каскадов n:

$$p_n = \frac{\tau n}{C_c R_c} \tag{12}$$

(предполагается, что все каскады одинаковы).

Какие же практические меры нужно применять в многокаскадных усилителях, для того чтобы искажения формы сигналов не превышали заданных? Расширение полосы частот или, точнее, увеличение верхней граничной частоты производится за счет уменьшения величины нагрузочного сопротивления. Когда мы рассчитали раньше один каскад с полосой в 2,3 *мггц*, то получили допустимое нагрузочное сопротивление в 1 450 *ом*. В шестикаскадном усилителе с такой же общей полосой в 2,3 *мггц* полоса каждого каскада равнялась 6,75 *мггц*. Значит, для обеспечения такой полосы необходимо уменьшить нагрузочное сопротивление в 2,94 раза и взять его равным 495 *ом*, что даст при $S =$

$= 9$ *ма/в* коэффициент усиления каждого каскада 4,5 вместо 13 в однокаскадном усилителе. Таким образом, и без того малые коэффициенты усиления каскадов нужно еще больше уменьшать.

Для того чтобы не было значительных спадов напряжения на вершине, $C_c R_c$ приходится значительно увеличивать, что, как было указано выше, нежелательно.

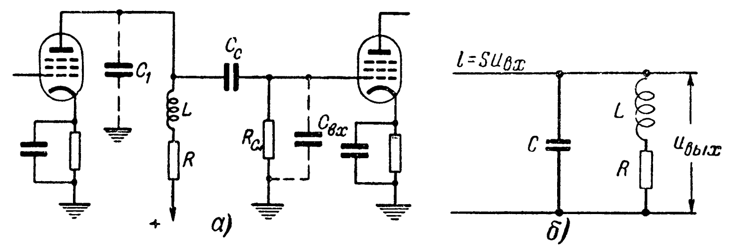
Указанные недостатки простых схем в известной мере устраняются при использовании специальных компенсирующих элементов, к описанию которых мы теперь приступим.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

КОМПЕНСИРОВАННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

ПРОСТАЯ ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ СХЕМА

Свойства реостатного усилителя в области высоких частот могут быть улучшены путем включения, последовательно с нагрузочным сопротивлением, небольшой индуктивности, как это показано на схеме фиг. 26,*а*. При правильно



Фиг. 26. Принципиальная — *а* и эквивалентная — *б* схемы каскада с высокочастотной компенсацией.

выбранных элементах R и L верхняя граничная частота в этой схеме перемещается в область более высоких частот сравнительно с той, которая свойственна точно такому же усилителю, но без индуктивности. Полоса частот, воспроизводимых усилителем, становится шире; время установления уменьшается.

Физическую сущность компенсации (коррекции) легко выяснить, если рассмотреть эквивалентную схему каскада, изображенную на фиг. 26,*б*. На низких и средних частотах сопротивление шунтирующего конденсатора велико; сопротивление катушки L в последовательной цепи мало; поэто-

му ими можно пренебречь и считать, что нагрузкой является только сопротивление R. При дальнейшем увеличении частоты сопротивление конденсатора ощутимо уменьшается, и частотная характеристика, при отсутствии индуктивности, должна была бы спадать. Включением соответствующим образом подобранной индуктивности добиваются того, что в той области частот, где начинается спадание усиления, проявляются резонансные свойства параллельного колебательного контура, образованного L, C и R. Эта схема называется параллельной потому, что компенсирующий контур является параллельным.

Так как сопротивление параллельного колебательного контура вблизи резонансной частоты наибольшее, а усиление прямо пропорционально нагрузочному сопротивлению, которым является контур, то в области частот, близких к резонансной, усиление каскада возрастает. Параметры контура подобраны так, чтобы частотная характеристика на высоких частотах была плавной, без провалов и подъемов. На частотах, превышающих резонансную, усиление начинает спадать, так как сопротивление контура снова уменьшается; оно уже определяется в основном емкостью C.

Как же выбрать параметры контура? Резонансная частота выбирается близкой к верхней граничной частоте; если ее понизить, увеличение нагрузочного сопротивления произойдет на той частоте, где при отсутствии контура усиление равномерно, и создание подъема характеристики поэтому не нужно. Если же собственная частота контура выбрана выше верхней граничной частоты, то между областью равномерного усиления и резонансной частотой будет провал частотной характеристики, появятся и фазовые искажения; любое непостоянство усиления в заданном диапазоне приведет к дополнительным искажениям формы кривой усиливаемых колебаний; поэтому появление провалов или пиков частотной характеристики нежелательно.

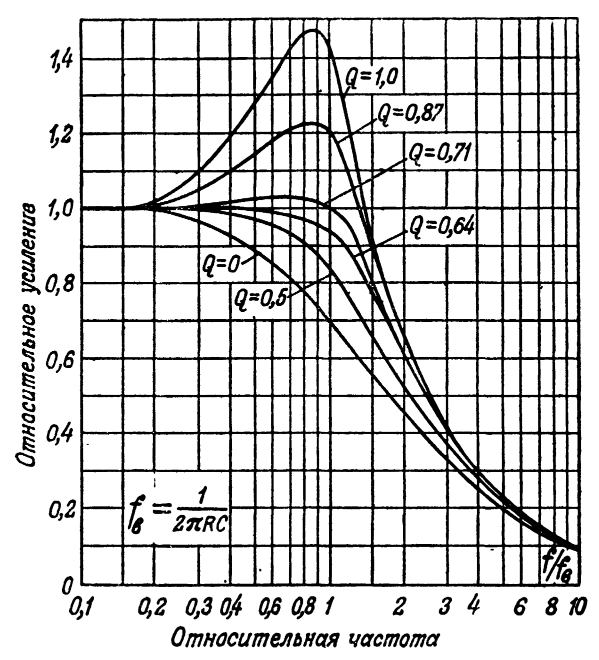
Существенным является известное соотношение параметров, определяющее добротность контура Q:

$$Q=\frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Если уменьшить R, то добротность контура и его резонансное сопротивление возрастут — на частотах, близких к резонансной, усиление будет большим, но зато на низких (средних) частотах из-за малости сопротивления R усиле-

ние будет малым — частотная характеристика получится неравномерной. Наоборот, при большом R резонансное сопротивление контура будет небольшим и корректирующее действие незначительным.

Зависимость формы частотной характеристики и расширения полосы частот от добротности контура хорошо иллю-



Фиг. 27. Частотные характеристики в области высоких частот для усилительных каскадов с компенсацией при различных значениях добротности контура.

стрируются графиком на фиг. 27, на котором изображены частотные характеристики в области высоких частот для различных практически применяемых значений добротности. Здесь по оси абсцисс отложены частоты в долях от верхней граничной частоты некомпенсированного усилителя; так, например, если верхняя граничная частота реостатного усилительного каскада равна 3,5 *мггц*, то значению абсциссы, равному 0,7, соответствует частота $0{,}7 \times 3{,}5 = 2{,}45$ *мггц*, а абсциссе 1,5 соответствует частота 5,25 *мггц*. По оси орди-

нат отложено относительное усиление в долях от усилений на средних частотах SR. Кривая, соответствующая значению $Q = 0$, нам уже знакома — это частотная характеристика реостатного усилительного каскада без коррекции. Для этой характеристики абсциссе 1,0 соответствует ордината 0,7, что следует из определения верхней граничной частоты, где усиление падает на 30%.

Установим в схему катушку такой величины, чтобы добротность контура стала равной, например, 0,5. Частотная характеристика в этом случае, как видно из графика, пройдет несколько выше, чем характеристика некомпенсированного каскада, а та частота, на которой усиление падает на 30%, отодвинется в сторону более высоких частот. Характеристика показывает, что при установке в схему катушки, индуктивность которой $L = (0{,}5)^2 R^2 C$ *гн*, верхняя граничная частота стала равной $1{,}41 f_в$.

Если выбрать индуктивность катушки несколько большей, полоса еще больше расширится. Число k_1, показывающее, во сколько раз расширится полоса в зависимости от величины добротности контура, можно определить по табл. 3.

Таблица 3

Добротность контура	0	0,5	0,64	0,71	0,87	1,0
k_1	1	1,41	1,72	1,80	1,84	1,81

Из табл. 3 следует, что при увеличении индуктивности (добротности) полоса сначала значительно расширяется, а затем, при дальнейшем увеличении Q, расширения уже не происходит. Это объясняется тем, что склоны резонансной кривой при увеличении добротности контура становятся более крутыми, и после резонанса происходит довольно быстрое спадание кривой. Значит, для компенсации широкополосного усилителя нужно применять контуры с малой добротностью, обычно меньше единицы. Какому же значению Q отдать предпочтение? Рассмотрение частотных характеристик показывает, что при Q, бóльших 0,64, частотная характеристика перед плавным спадом приобретает подъем, т. е. на некотором участке усиление возрастает по сравнению с усилением на средних частотах. Если ставится требование обеспечения наиболее равномерной частотной характеристи-

ки, то целесообразно выбирать значения Q, равные 0,64. Более подробно о выборе добротности можно будет сказать после рассмотрения искажений формы кривой, возникающих при наличии компенсирующей катушки.

Практические преимущества схемы иллюстрируются нижеследующим числовым примером. Допустим, что мы выбрали форму частотной характеристики, еще не дающую подъема, т. е. $Q = 0{,}64$. Зададимся емкостью $C = 25$ *пф* и верхней граничной частотой каскада, равной 2,3 *мггц*. Для такой частоты и емкости находим по формуле (5) величину допустимого нагрузочного сопротивления, равную 1 450 *ом*. Из табл. 3 определяем, что если обеспечить добротность 0,64, то полоса расширится в 1,72 раза по сравнению с той, которая была в схеме без индуктивности. Но нужно обеспечить полосу всего 2,3 *мггц*, а потому можно взять сопротивление в 1,72 раза большее, т. е. $1\,450 \times 1{,}72 = 2\,500$ *ом*, и получить усиление каскада при $S = 9$ *ма/в*, равное 22,4 вместо 13 в схеме без катушки. Индуктивность катушки находим, пользуясь приведенной выше формулой для добротности контура,

$$L = Q^2 R^2 C, \qquad (13)$$

т. е.

$$L = 0{,}64^2 \cdot 2\,500^2 \cdot 25 \cdot 10^{-12}\ гн = 64\ мкгн.$$

Подобную индуктивность можно осуществить однослойной цилиндрической катушкой малого диаметра.

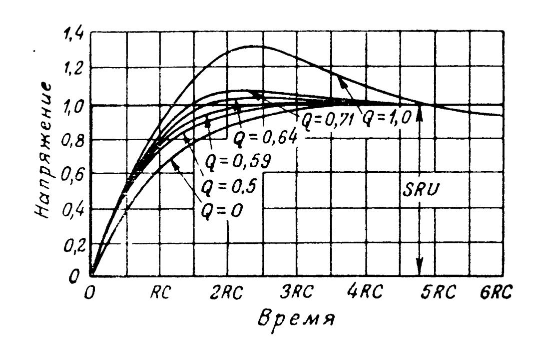
Таким образом, за счет установки катушки с небольшой индуктивностью, образующей с распределенной емкостью схемы параллельный колебательный контур, мы получили значительный выигрыш в усилении.

ПЕРЕХОДНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА СХЕМЫ

В обычном колебательном контуре с высокой добротностью при подключении к нему источника питания в нем возникают свободные затухающие колебания. Отличие рассматриваемой схемы от обычного контура заключается в величине сопротивления R. В данном случае оно столь велико, что режим в контуре близок к апериодическому, когда колебательный процесс не может возникнуть.

В момент подключения к сетке перепада напряжения в анодной цепи происходит изменение тока. Сопротивление контура в момент включения равно нулю, так как конден-

сатор представляет собой короткое замыкание. Изменившийся ток начинает заряжать конденсатор. В начале процесса наибольшая часть тока будет протекать через конденсатор, ибо ток в индуктивности не может измениться мгновенно: в момент включения сопротивление индуктивности бесконечно велико. Сопротивление ветви, содержащей индуктивность, больше чем R, и конденсатор заряжается



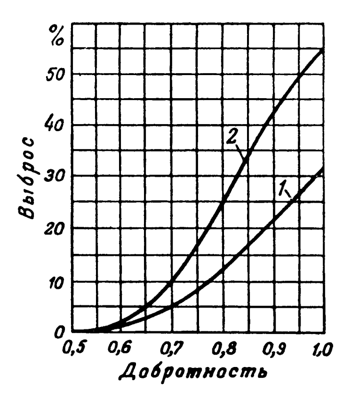
Фиг. 28. Переходные характеристики каскада с компенсацией при различных значениях добротности.

быстрее, потому что большая часть тока ответвляется в ту ветвь, где он установлен. Однако с течением времени сопротивление ветви с индуктивностью уменьшается до R. При наличии индуктивности, сразу же после включения, бо́льшая часть анодного тока заряжает конденсатор, напряжение на нем возрастает, а ток заряда падает. Но в то же время сопротивление индуктивности падает.

Чем выше добротность контура, тем больше колебательный ток и тем значительнее доля падения напряжения, приходящаяся на колебательный ток. Наоборот, чем ниже добротность контура, тем быстрее затухают свободные колебания и тем постояннее будет напряжение относительно величины SRU.

Процесс установления напряжения на контуре иллюстрируется переходными характеристиками для контуров с различными добротностями, изображенными на фиг. 28. Кривая, соответствующая $Q = 0$, нам уже знакома; она изображает процесс установления в схеме, где параллельно

соединены R и C при отсутствии индуктивности. Установление напряжения в этом случае определяется лишь скоростью, с которой заряжается конденсатор, шунтированный активным сопротивлением. При увеличении добротности время установления уменьшается примерно во столько же раз, во сколько расширяется полоса частот. Кривой $Q = 0{,}5$ соответствует критический режим — режим перехода контура от апериодического к колебательному. При дальнейшем увеличении Q, хотя время установления и сокращается, на вершине кривой появляется быстро затухающий колебательный процесс и связанный с этим положительный выброс напряжения. Если Q не превышает 0,8, то колебательный процесс затухает быстро и ограничивается только первым положительным выбросом. Однако если Q увеличивается, то не только увеличивается первый положительный выброс, а появляется следующий за ним провал.



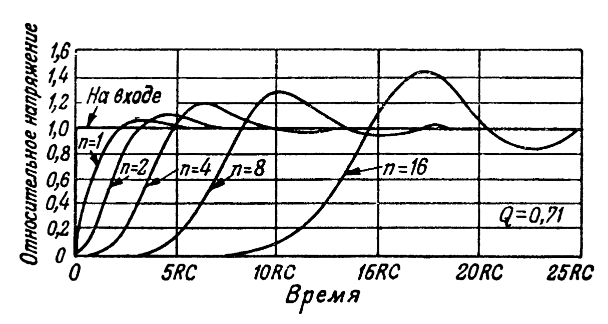
Фиг. 29. Зависимость выброса переходной характеристики от добротности контура.
1 — один каскад; 2 — два каскада.

Указанные колебания напряжения на вершине крайне нежелательны — они дополнительно искажают форму кривой усиливаемых сигналов. При телевизионной передаче наличие выбросов проявляется в том, что резкие вертикальные переходы от белого к черному сопровождаются дополнительными полосами, следующими за резкой границей. Такие искажения ухудшают качество изображения; они называются «пластикой».

При расчете усилителей необходимо задаваться величиной допустимого выброса. Зависимость величины относительного выброса H для одно- и двухкаскадного усилителей в зависимости от величины добротности контура показана графически на фиг. 29. Из этой зависимости следует, что величина добротности контура должна быть ограничена; например, если выброс однокаскадного усилителя не должен превышать 2,5%, то максимально допустимая величина добротности — 0,64.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАГРУЗОЧНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

В многокаскадных усилителях, компенсированных индуктивностями, подобно тому, как это имеет место в некомпенсированных усилителях, с ростом числа каскадов полоса частот сужается, а время установления растет. Поэтому нагрузочное сопротивление и в этом случае приходится выбирать несколько меньшим, чтобы скомпенсировать сужение полосы. Время установления (от 10 до 90% установившегося



Фиг. 30. С ростом числа каскадов время установления растет и увеличивается выброс.

ся значения) растет также прямо пропорционально корню квадратному из числа каскадов.

Кроме указанных, известных нам из предшествующего, явлений, в многокаскадных усилителях с компенсацией, когда добротность контура превышает критическую величину, т. е. когда имеется колебательный процесс, величина выброса с ростом числа каскадов увеличивается. На фиг. 29 для сравнения с величиной выброса в однокаскадном усилителе приведена кривая зависимости выброса от добротности для усилителя, состоящего из двух одинаковых каскадов. Из этой кривой следует, что по сравнению с однокаскадным усилителем величина выброса увеличивается в двухкаскадном примерно в два раза. При дальнейшем росте числа каскадов увеличение выброса не происходит столь быстро.

На фиг. 30 приведены переходные характеристики для различного числа каскадов при добротности контуров, равной 0,71. Если для одного каскада выброс равен 6%, то для двух — 11%, для четырех — 20%, восьми — 28% и 16 — 43%. Если число каскадов больше четырех, то можно приближенно считать, что величина выброса увеличивается пропорционально корню квадратному из числа каскадов

(для выбросов от 5 до 10%). Однако если добротность мала, так что выброс не превышает 1—2%, то при увеличении числа каскадов величина выброса растет крайне медленно. При добротности, равной 0,59, величина выброса составляет приблизительно 1% и при дальнейшем увеличении числа каскадов почти не меняется. Поэтому в многокаскадных усилителях, когда увеличение выброса нежелательно, а число каскадов велико, как, например, в телевизионных усилителях, добротность не следует выбирать больше 0,59. Последнее требование несколько ограничивает возможности увеличения усиления при применении компенсации.

Что касается полосы пропускания всего усилителя, то, как мы уже знаем, она определяется двумя факторами:

1) добротностью контуров: при любом выбранном числе каскадов с ростом добротности полоса усилителя расширяется;

2) числом каскадов: при любой выбранной добротности, с ростом числа каскадов общая полоса пропускания всего усилителя уменьшается.

Используя обозначения: Δf_n — общая полоса пропускания усилителя, Δf_1 — полоса одиночного каскада без компенсации и k_n — коэффициент, зависящий от числа каскадов и добротности, можно связать общую полосу с полосой отдельных каскадов:

$$\Delta f_n = k_n \Delta f_1. \tag{14}$$

Коэффициент k_n показывает, во сколько раз расширится или сузится общая полоса пропускания по сравнению с полосой одного каскада без компенсации при установке компенсирующих катушек и увеличении числа каскадов. Вспомнив о том, что $\Delta f_1 \approx f_в$ и использовав формулу (5), подставим вместо Δf_1 в формулу (14) $\frac{1}{2\pi RC}$:

$$\Delta f_n = \frac{k_n}{2\pi RC}.$$

Переписав последнее выражение относительно R, получим расчетное соотношение, связывающее величину допустимого нагрузочного сопротивления с общей полосой всего усилителя:

$$R = \frac{k_n}{2\pi C \Delta f_n}. \tag{15}$$

Значения коэффициента k_n в зависимости от n и Q (каскады одинаковые) приведены в табл. 4. Зная Δf_n, выбрав n и лампы и задавшись величиной Q (из соображений допустимого выброса), используя табл. 4 и формулу (15), можно быстро определить величину допустимого нагрузочного сопротивления.

Таблица 4

Значения коэффициента k_n для расчета нагрузочных сопротивлений многокаскадных усилителей

Q \ n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	1	0,64	0,51	0,43	0,37	0,34	0,32	0,30	0,28	0,27
0,5	1,41	0,92	0,75	0,65	0,58	0,52	0,47	0,44	0,42	0,40
0,59	1,62	1,17	0,98	0,87	0,79	0,72	0,67	0,64	0,61	0,58
0,64	1,72	1,36	1,20	1,13	1,03	0,99	0,94	0,92	0,89	0,87
0,71	1,80	1,47	1,35	1,28	1,24	1,20	1,18	1,16	1,15	1,14

Из табл. 4, например, следует, что если установить компенсирующие катушки так, чтобы $Q = 0{,}64$, то шестикаскадный усилитель будет обладать почти такой же ($k_n = 0{,}99$) полосой пропускания, как одиночный каскад без коррекции, т. е. катушки скомпенсировали суживающее действие шести каскадов.

В каких же случаях целесообразно применять компенсирующие индуктивности? Хотя включение катушек существенно улучшает свойства усилителя, приводит к уменьшению числа ламп и экономии потребляемой энергии, а следовательно, уменьшает вес и габариты усилителя, все же в некоторых случаях можно обойтись простой реостатной схемой. Ясно, что включение катушек несколько усложняет конструкцию. В тех случаях, когда общее усиление и требуемая полоса частот малы, так что коэффициенты усиления отдельных каскадов получаются не меньше пяти-шести, можно обойтись простой схемой. В случае широких полос и большого усиления приходится применять компенсацию.

Из предшествующего нельзя было заключить, сколько же нужно выбрать каскадов для обеспечения требуемого усиления. Перейдем теперь к выяснению этого вопроса.

ЧИСЛО КАСКАДОВ

При расчете обычно задают требуемое усиление, общую полосу пропускания и величину выходного напряжения. Общее усиление зависит от n, типов ламп, Δf_n и коэффициента k_n, величина которого, в свою очередь, также зависит от n. Поэтому прежде чем окончательно установить n, нужно проделать несколько вычислений.

Воспользовавшись формулой (15), можно получить расчетное соотношение для определения числа каскадов. Помножив правую и левую части этого равенства на S — крутизну характеристики лампы, в левой части получим коэффициент усиления одного каскада. Возведем теперь обе части полученного равенства в степень n. Тогда в левой части получим коэффициент усиления n-каскадного усилителя $K_{общ}$, а в правую часть входят известные (кроме k_n) величины:

$$K_{общ} = \left(\frac{Sk_n}{2\pi C \Delta f_n}\right)^n. \tag{16}$$

Ориентировочно задаваясь числом каскадов и выбирая для каждого вычисления из табл. 4 соответствующее k_n, производим подсчеты до тех пор, пока не получим незначительное превышение $K_{общ}$, вычисленного по этой формуле, над заданным общим усилением. Убедиться в правильности выбранного числа каскадов можно, проделав еще одно вычисление, взяв число каскадов меньше на один. Если n выбрано правильно, то вычисление для $n-1$ даст меньшее общее усиление, чем то, которое требуется.

Пример. Требуется получить усиление в 20 000. Общая полоса 4 *мггц*. Желательно использование ламп 6Ж3П ($S/2\pi C \approx 44$ *мггц*). Выброс на вершине переходной характеристики не должен быть больше 2%.

Определим сначала n для схемы без компенсации ($Q = 0$); значения k_n в этом случае определяются из первой строки табл. 4. Положим, что усилитель состоит из шести каскадов; тогда $k_6 = 0{,}34$

$$\left(\frac{S \cdot k_6}{2\pi C \Delta f_n}\right)^6 = \left(\frac{44 \cdot 0{,}34}{4}\right)^6 \approx 2\,700.$$

Шести каскадов мало, возьмем восемь ($k_8 = 0{,}3$):

$$\left(\frac{44 \cdot 0{,}3}{4}\right)^8 \approx 13\,800,$$

Восьми также мало, но нетрудно убедиться, что девять каскадов ($k_9 = 0,28$) дадут усиление, примерно равное 24 000. Таким образом, некомпенсированный усилитель на лампах 6Ж3П с полосой 4 *мггц* и усилением, равным 20 000, должен состоять из девяти каскадов.

Посмотрим теперь, сколько потребуется каскадов, если установить компенсирующие катушки. По соображениям обеспечения заданного выброса выбираем $Q = 0,59$, т. е. значения k_n из третьей строки табл. 4. Возьмем четыре каскада ($k_4 = 0,87$):

$$\left(\frac{44 \cdot 0,87}{4}\right)^4 \approx 8\,300.$$

Четырех каскадов недостаточно; придется взять пять ($k_5 = 0,79$). Вычисляя, получим общее усиление равным 49 000. Пример показывает, что в данном случае установка компенсирующих катушек позволила сократить число каскадов с девяти до пяти. Вместо заданного усиления 20 000, мы получили 49 000.

В зависимости от конкретного назначения усилителя либо превышение усиления допустимо, либо уменьшения его следует добиться установкой регулятора усиления, либо можно использовать схему с меньшими добротностями.

ОСОБЕННОСТИ ВЫХОДНЫХ КАСКАДОВ

В тех случаях, когда полоса воспроизводимых частот широка, наибольшее выходное напряжение, которое можно получить от последнего каскада при полном использовании лампы, может оказаться недостаточным для нормальной работы оконечного устройства. Размах выходного напряжения определяется произведением максимально возможного изменения анодного тока (в пределах работы на линейном участке характеристики) ΔI на нагрузочное сопротивление R. Так, например, при использовании лампы 6Ж4 в режиме $U_a = 300$ *в*, $U_{c2} = 150$ *в* полное изменение сеточного напряжения от —4 *в* до 0 дает приращение анодного тока примерно в 25 *ма*. Если нагрузочное сопротивление, выбранное из условия воспроизведения полосы, равно 1 000 *ом*, то размах выходного напряжения не превысит 25 *в*.

В ряде случаев, имеющих место на практике, размах выходного напряжения (от минимального до максимального) должен составлять 100—150 *в*, как, например, при использовании трубок с электростатическим отклонением. В подобных случаях конструирование выходных каскадов представляет собой особую задачу, решаемую различными способами.

Первый и наиболее простой способ заключается в том, чтобы подобрать лампу, которая дает необходимое выходное напряжение, хотя эта лампа может и не совпасть с типом ламп, применяемых в предшествующих каскадах. Все лампы можно сравнить по способности создавать выходное напряжение при заданной полосе частот. Максимальное изменение выходного напряжения U_m будет $U_m = \Delta IR$. Подставляя вместо R его значение, определяемое Δf_1 и C [из формулы (5)], получим:

$$U_m \Delta f_1 = \frac{\Delta I}{2\pi C}. \qquad (17)$$

В левой части — произведение максимального изменения напряжения на полосу частот; правая часть равенства (17) является для лампы данного типа величиной постоянной. Разделив эту величину на полосу частот каскада, получим значение максимально возможного напряжения.

Величина $\Delta I/2\pi C$ характеризует лампу с точки зрения получения от нее выходного напряжения при заданной полосе частот. Значения $\Delta I/2\pi C$ для наиболее распространенных ламп приведены в табл. 5. При составлении таблицы емкость C определялась как сумма $C_{вых}$ данной лампы и емкости монтажа, равной 20 *пф*; значения ΔI соответствуют работе в пределах линейного участка характеристики для типовых режимов питания.

Таблица 5

Значения $\Delta I/2\pi C$ для различных ламп

Тип лампы	6Ж3П	6Ж4	6П9	6П6С	6П3С	Г-807
$\frac{\Delta I}{2\pi C}$, *мггц*	73	153	348	640	790	1 000

Из табл. 5 следует, что при полосе каскада, равной, например, 8 *мггц*, от лампы 6Ж3П можно получить напряжение, равное 9,1 *в*, а от лампы 6П3С — около 100 *в*. Если многокаскадный усилитель собран, к примеру, на лампах 6Ж3П, полоса каждого каскада составляет 8 *мггц*, а требуется выходное напряжение 100 *в*, то не только последний каскад придется выполнить на другой лампе, но также и предпоследний. Для того чтобы получить от 6П3С выходное напряжение 100 *в*, т. е. предельно возможное при 8 *мггц*, размах сеточного напряжения должен составлять 30 *в* (при-

мерно двойное напряжение смещения). Но лампа 6Ж3П может дать только 9,1 *в*. Поэтому в данном случае придется предпоследний каскад выполнить на другой лампе, например 6П9.

Если последний каскад собран на другой лампе, а общее число каскадов равно n, то общее усиление всего усилителя определяется по формуле

$$K_{общ} = \left(\frac{k_n}{\Delta f_n}\right)^n \cdot \left(\frac{S}{2\pi C}\right)^{n-1} \cdot \frac{S_{ок}}{2\pi C_{ок}}, \qquad (1\ )$$

где k_n определяется из табл. 4 для общего числа каскадов (предполагается, что добротность компенсирующих контуров во всех каскадах одинакова), Δf_n — общая полоса пропускания, $S_{ок}$ — крутизна последней лампы, $C_{ок}$ — общая распределенная емкость выходной части схемы.

Если же два последних каскада выполнены на других лампах, то общее усиление определяется формулой

$$K_{общ} = \left(\frac{k_n}{\Delta f_n}\right)^n \cdot \left(\frac{S}{2\pi C}\right)^{n-2} \cdot \frac{S_{пр}}{2\pi C_{пр}} \cdot \frac{S_{ок}}{2\pi C_{ок}}, \qquad (19)$$

где $S_{пр}$ и $C_{пр}$ — параметры предоконечного каскада.

Расчет целесообразно вести в следующем порядке: 1) выбрать лампы для предварительных каскадов; 2) выбрать схему высокочастотной компенсации и Q; 3) предполагая, что все каскады собраны на одинаковых лампах, подобрать, пользуясь формулой (16), число каскадов; 4) определить соответствующее k_n; 5) по формуле (14) определить полосу пропускания одного каскада; 6) пользуясь табл. 5*, по известным растворам сеточных характеристик, заданному выходному напряжению и Δf_1 выбрать лампы для оконечного и предоконечного каскадов; 7) произвести подсчет общего усиления для выбранного числа каскадов, с учетом параметров последних ламп, по формулам (18) и (19). Если полученное усиление меньше заданного, то добавить один предварительный каскад и произвести повторный расчет в соответствии с содержанием пп. 4, 5 и 7. После этого опре-

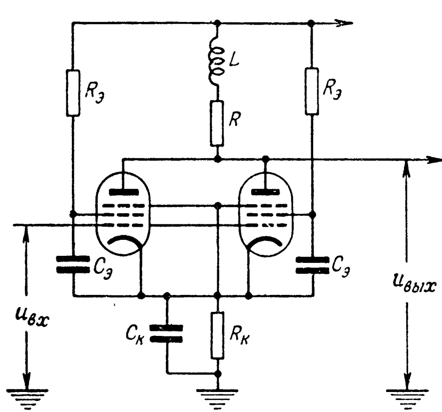
* Если емкость схемы не превышает принятую при составлении таблицы; в противном случае следует пользоваться формулой (17).

деляются по формулам (15) и (13) сопротивления и индуктивности каждого каскада.

Пример. Согласно данным предыдущего примера требуемое усиление составляет 20 000. Пятикаскадный усилитель на лампах 6Ж3П с общей полосой 4 *мггц* при $Q = 0{,}59$ дает усиление 49 000; $k_5 = 0{,}79$. Зададим дополнительное условие: максимальное выходное напряжение должно быть не меньше 100 *в*. Определяем полосу пропускания одного каскада:

$$\Delta f_1 = \frac{\Delta f_n}{k_5} = \frac{4}{0{,}79} = $$

$$= 5{,}1 \text{ мггц}.$$



Фиг. 31. Параллельное соединение выходных ламп для увеличения выходного напряжения.

Пользуясь табл. 5, находим, что лампа 6П9 при такой полосе даст 69 *в*, лампа 6П6С — 125 *в*, а лампа 6П3С — 155 *в*. Выбираем лампу 6П6С. Для получения при данной полосе 125 *в* изменение сеточного напряжения должно составить примерно 25 *в*. Нам необходимы только 100 *в*, поэтому изменение сеточного напряжения должно быть около 20 *в*. Лампа 6Ж3П может дать лишь 14 *в*, поэтому в качестве предоконечного каскада выбираем другую лампу—6Ж4, которая может обеспечить предельно 30 *в* (конечно, при полосе 5,1 *мггц*). Произведем подсчет общего усиления (используя данные табл. 1):

$$K_{общ} = \left(\frac{0{,}79}{4}\right)^5 \cdot 44^3 \cdot 55 \cdot 25 \approx 35\,000,$$

т. е. усиление несколько уменьшилось в связи с тем, что коэффициент усиления последнего каскада равен 4,9, а трех первых каскадов — по 8,6 (предоконечного — 10,8). Однако усиление все же превышает заданное, поэтому дополнительных каскадов не требуется.

Второй способ увеличения максимально возможного выходного напряжения заключается в спаривании выходных ламп. Вместо одной выходной лампы данного типа устанавливают две, соединяя их параллельно, как это показано на фиг. 31. При этом вдвое увеличивается крутизна характеристики параллельного соединения по сравнению с крутизной каждой лампы в отдельности. Правда, при этом возрастают в два раза входная и выходная емкости, однако в связи с тем, что емкость монтажа остается неизменной, получается

все же выигрыш в величине выходного напряжения. Особенно большой выигрыш будет в том случае, когда емкость монтажа и выходной части схемы велики.

Пример. Лампа 6П6С обладает

$$\frac{\Delta I}{2\pi C'} = \frac{110\cdot 10^{-3}}{2\pi(7{,}5+20)\cdot 10^{-12}} = 640 \ \textit{в}\cdot\textit{мггц}.$$

Включив две лампы параллельно, получим:

$$\frac{2\Delta I}{2\pi C''} = \frac{220\cdot 10^{-3}}{2\pi(15+20)\cdot 10^{-12}} = 1\,000 \ \textit{в}\cdot\textit{мггц}.$$

Если полоса каскада, к примеру, 6 *мггц*, то максимальное выходное напряжение, получаемое от одной лампы, составляет 105 *в*, а от двух ламп — 162 *в*. При расчете предоконечного каскада необходимо учесть, что входная емкость спаренных ламп вдвое больше.

Имеется еще один способ увеличения выходного напряжения, иногда применяемый на практике для схем с простой параллельной компенсацией. Этот способ заключается в том, что в выходном каскаде за счет увеличения нагрузочного сопротивления допускают бо́льшие высокочастотные искажения, чем во всех остальных каскадах, а в предоконечном каскаде за счет уменьшения сопротивления, т. е. увеличения добротности контура, компенсируют искажения последнего каскада. Если рассогласование каскадов не превышает некоторых пределов, то результирующая частотная и переходная характеристики двух последних каскадов почти ничем не отличаются от соответствующих характеристик двух каскадов с одинаковыми параметрами. Рассогласование производится за счет увеличения R оконечного каскада в некоторое число раз (не больше двух) и уменьшения в такое же число раз R предоконечного каскада. Величина компенсирующих индуктивностей, выбранная в предположении, что каскады одинаковы, из условий допустимого выброса при этом не меняется.

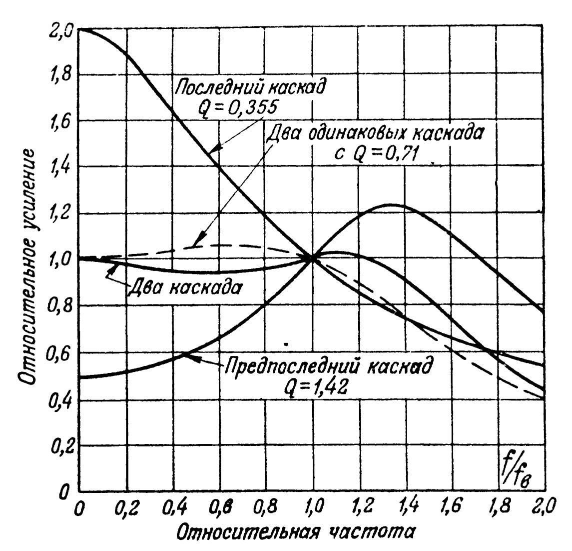
Пример. Два последних каскада собраны на лампах 6Ж4 и $Q = 0{,}71$. Допустим, что из условий пропускания заданной полосы R в каждом каскаде установлены по 1 500 *ом* и что C одинаковы. Максимальное выходное напряжение будет

$$U_m = \Delta IR = 25\cdot 10^{-3}\cdot 1\,500 = 37{,}5 \ \textit{в}.$$

Увеличим теперь вдвое нагрузочное сопротивление выходного каскада, т. е. $R' = 2R = 3\,000$ *ом*, и уменьшим вдвое сопротивление предоконечного каскада $R'' = \frac{R}{2} = 750$ *ом*, не меняя при этом вели-

чин L, установленных по формуле (13) для $R = 1\,500$ *ом*. Тогда Q оконечного каскада уменьшится в два раза и станет равным 0,355, а Q предоконечного каскада увеличится в два раза и станет равным 1,42. Вид частотных характеристик при таких добротностях показан на фиг. 32.

Из рассмотрения характеристик видно, что усиление последнего каскада в области средних частот стало вдвое большим, однако завал характеристики происходит раньше.



Фиг. 32. Частотные характеристики двухкаскадного усилителя с разными добротностями.

Усиление предоконечного каскада в области средних частот вдвое уменьшилось, однако на высоких частотах появился подъем. Общее усиление в области средних частот останется таким же, как и при одинаковых каскадах. В области высоких частот произойдет почти полная компенсация искажений оконечного каскада искажениями предоконечного (см. результирующую кривую). Это относится и к переходным характеристикам.

В связи с тем, что сопротивление последнего каскада стало в два раза бóльшим, максимальное выходное напряжение также увеличивается в два раза и для рассматриваемого примера будет равно 75 *в*. Конечно, на вход схемы нужно для этого подать вдвое большее напряжение.

СЛОЖНЫЕ СХЕМЫ ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ КОМПЕНСАЦИИ

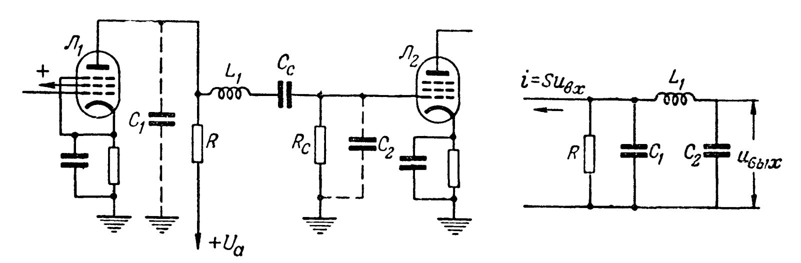
Сложные схемы в. ч. компенсации позволяют получить большее усиление от каскада с заданной полосой частот (или, что то же, с заданным временем установления) по сравнению не только со схемой некомпенсированного реостатного усилителя, но даже по сравнению со схемой с простой компенсацией. Корректирующая способность сложных схем основана на взаимодействии нескольких (больше двух) реактивных элементов, в связи с чем удается в бо́льшем диапазоне частот скомпенсировать шунтирующее действие распределенных емкостей, т. е. уменьшить искажения формы усиливаемых сигналов. Иными словами, в сложных схемах процесс заряда распределенных емкостей протекает быстрее.

Применение подобных схем органичивается сложностью их настройки и критичностью к величинам параметров. Сложные схемы следует выбирать в тех случаях, когда полоса воспроизводимых частот очень велика или когда широкополосный усилитель является составной частью какого-нибудь сложного устройства и сигналы, подаваемые на вход усилителя, уже достаточно велики, как это, например, имеет место в телевизионных приемниках. В последних каждая лишняя лампа усложняет и удорожает конструкцию. Использование же одного видеоусилительного каскада вместо двух оправдывает усилия, затрачиваемые на налаживание подобных схем. Существенным достоинством сложных схем является увеличение максимально возможного выходного напряжения в связи с увеличением, при той же полосе нагрузочного сопротивления.

Сильная зависимость свойств схемы от величин и, главное, соотношения параметров, является причиной того, что уже малое несовпадение параметров с расчетными приводит либо к увеличению времени установления, либо к увеличению выброса на вершине, против принятых в расчете. С точки зрения применения схемы в оконечных каскадах телевизионных приемников более допустимым является некоторое увеличение выброса (до 5—8%), ибо остальные узлы телевизионного приемника зачастую обладают пологой кривой установления, и выброс в оконечном каскаде несколько компенсирует искажения других узлов приемника.

Наглядным примером схем данного типа является так называемая схема с последовательной компенсацией, изображенная на фиг. 33. В эту схему, так же как и в предыдущую, устанавливается только один корректирующий эле-

мент — небольшая индуктивность L_1. Однако действие схемы отличается от действия схемы с параллельной компенсацией. В области низких и средних частот сопротивление индуктивности L_1 очень мало; сопротивления конденсаторов C_1 и C_2 очень велики, поэтому на этих частотах нагрузочное сопротивление схемы и, следовательно, ее поведение ничем не отличаются от разобранных выше схем на соответствующих частотах. По мере увеличения частоты сопротивление емкости C_1, под которой следует понимать выход-

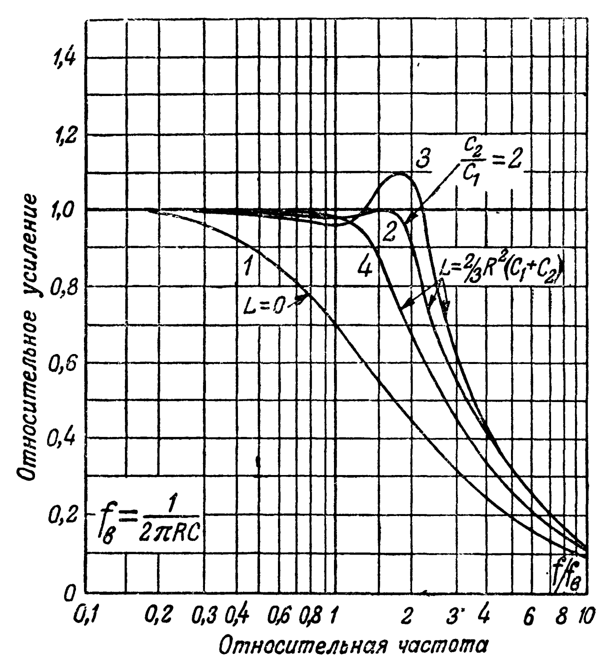


Фиг. 33. Принципиальная и эквивалентная схемы каскада с последовательной в. ч. компенсацией.

ную емкость лампы $Л_1$ и емкость монтажа части схемы, расположенной левее катушки L_1, становится малым (сравнительно с нагрузочным) сопротивлением, и начинает сказываться ее шунтирующее действие. Но емкость C_1 меньше, чем суммарная распределенная емкость C, поэтому те частоты, на которых сопротивление емкости C_1 значительно уменьшается, несколько выше, чем при шунтировании сопротивления R емкостью C. При увеличении частоты сопротивление индуктивности L_1 возрастает; в связи с этим меньше сказывается шунтирующее действие емкости C_2. Катушка L_1 как бы разделяет емкости C_1 и C_2.

Величина индуктивности катушки подбирается так, чтобы на тех частотах, где начинает сказываться шунтирующее действие C_1, наступил резонанс в последовательном соединении L_1 и C_2. А при последовательном резонансе, как известно, напряжение на каждом из реактивных элементов может быть больше приложенного напряжения. Приложенным является напряжение на C_1, а снимаемым — напряжение на C_2. Таким образом, взаимодействие трех реактивных элементов и нагрузочного сопротивления позволяет в бóльшем диапазоне частот поддерживать равномерное усиление.

Каждому значению отношения емкостей соответствует вполне определенное значение индуктивности L_1, при котором выходное напряжение остается неизменным в максимально возможном диапазоне частот. Если при выбранной индуктивности отношение емкостей изменится, то резонанс между L_1 и C_2 может наступить на более низкой или более высокой частоте, чем это нужно для поддержания выход-



Фиг. 34. Частотные характеристики схемы с последовательной компенсацией.

ного напряжения неизменным. В предыдущей схеме величина индуктивности однозначно подбиралась по величине общей распределенной емкости и допустимому выбросу переходной характеристики. В данной схеме на форму переходной характеристики еще влияет, при выбранной индуктивности, отношение емкостей C_2/C_1.

Для случаев, когда $C_2/C_1=2$, при величине индуктивности, равной

$$L_1=\frac{2}{3}R^2(C_1+C_2),$$

удается добиться расширения полосы частот, по сравнению с некомпенсированной реостатной схемой, в 2,2 раза и получить сравнительно равномерную частотную характеристику (кривая *2* на фиг. 34). Выброс на вершине переходной характеристики при этом не превышает 6%. Для такого же выброса в случае применения схемы с простой компенсацией мы имели расширение полосы в 1,8 раза ($Q = 0{,}71$).

Таким образом, данная схема позволяет получить примерно на 20% большее усиление, чем предыдущая. Но если при выбранной индуктивности соотношение частичных емкостей не равно тому, которое принято в расчете, то свойства схемы меняются. Для иллюстрации этого на фиг. 34 приведены частотные характеристики схемы для нескольких характерных случаев. Все кривые построены для схемы, обладающей неизменной суммарной емкостью $C_1 + C_2$ и неизменной индуктивностью L_1, вычисленной по приведенной выше формуле (кроме кривой *1*). Кривая *1* построена для некомпенсированного каскада с такой же емкостью $C = C_1 + C_2$ и приводится для сравнения. Кривая *2* соответствует отношению частичных емкостей $C_2/C_1 = 2$. Если отношение частичных емкостей равно 1,5, то кривая *3* показывает, что хотя полоса несколько расширилась, но усиление внутри полосы стало менее равномерным. Для этого случая выброс на вершине переходной характеристики составляет 11%. Если же отношение емкостей равно трем (кривая *4*), то выигрыш в отношении расширения полосы частот снижается, и схема по своим свойствам становится не лучше, чем схема с простой компенсацией.

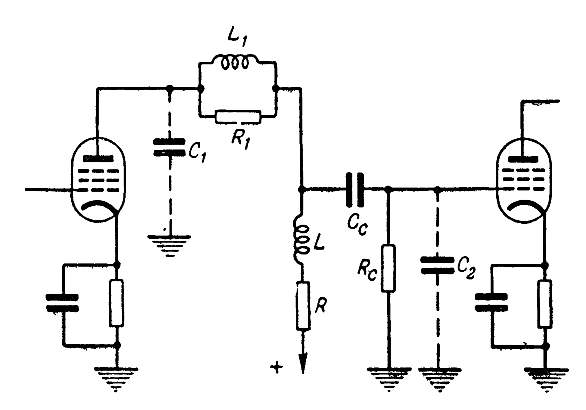
СХЕМА С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО-ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ

Схема с последовательной компенсацией применяется для связи между каскадами. Другая схема — с последовательно-параллельной компенсацией (фиг. 35), получившая в последнее время широкое распространение, используется как для межкаскадной связи, так и в оконечных каскадах. Эта схема содержит уже две индуктивности: L и L_1. Катушка L_1 шунтирована сопротивлением R_1, роль которого сказывается только на высоких частотах. На низких и средних частотах схема ничем не отличается от предшествующих.

Схема с последовательно-параллельной компенсацией была подробно исследована проф. Г. В. Брауде и его со-

трудниками, которые указали на ряд положительных свойств схемы, особенно в случае применения ее в многокаскадных усилителях.

Расчет этой схемы производится после того, как установлено отношение емкостей $C_2/(C_1+C_2)$. В зависимости от отношения емкостей, допустимого выброса переходной характеристики и заданного времени установления определяются следующие параметры схемы:



Фиг. 35. Схема с последовательно-параллельной компенсацией.

1) Нагрузочное сопротивление R, которое в данной схеме в k_1 раз больше, чем нагрузочное сопротивление простого реостатного каскада с таким же временем установления:

$$R = \frac{k_1 t_{уст1}}{2,2(C_1+C_2)} . \tag{20}$$

2) Величина индуктивности L, устанавливаемой последовательно с нагрузочным сопротивлением:

$$L = \alpha R^2 (C_1 + C_2). \tag{21}$$

3) Величина индуктивности L_1:

$$L_1 = \beta R^2 (C_1 + C_2). \tag{22}$$

4) Величина сопротивления R_1, шунтирующего катушку L_1; это сопротивление в γ раз больше, чем нагрузочное сопротивление:

$$R_1 = \gamma R. \tag{23}$$

Значения коэффициентов k_1; α; β; γ в зависимости от $\frac{C_2}{C_1+C_2}$ и допустимого выброса переходной характеристики H даны в табл. 6.

Таблица 6

Значения коэффициентов для расчета параметров схемы с последовательно-параллельной компенсацией

№ п/п.	$\frac{C_2}{C_1+C_2}$	H, %	k_1	α	β	γ
1	0,5	1,2	1,83	0,12	0,57	2,13
2	0,5	3,3	2,07	0,14	0,58	3,03
3	0,5	7,5	2,27	0,16	0,62	5,55
4	0,6	1,1	1,80	0,12	0,69	1,75
5	0,6	2,5	2,02	0,16	0,65	2,13
6	0,6	4,3	2,13	0,18	0,68	3,19
7	0,65	1,4	1,88	0,14	0,74	1,79
8	0,65	2,7	2,05	0,18	0,70	2,26
9	0,65	11,0	2,20	0,20	0,81	4,0
10	0,7	1,0	1,79	0,12	0,89	1,75
11	0,7	2,7	2,09	0,20	0,82	2,78
12	0,75	1,2	1,83	0,14	1,0	1,89
13	0,75	2,4	2,04	0,20	0,88	2,26

Пример расчета параметров схемы. Требуется определить параметры схемы с последовательно-параллельной компенсацией для оконечного видеокаскада телевизионного приемника, выполненного на лампе 6П9, если задано время установления 0,08 *мксек* (соответствует полосе частот, примерно равной $0{,}35/0{,}08\cdot10^{-6}=4{,}4$ *мггц*) и допустимый выброс 3%.

1) Определяем емкости C_1 и C_2; $C_{вых}$ лампы 6П9 равно 7,5 *пф*. Выходное напряжение подводится к приемной трубке; входную емкость трубки можно полагать равной 6 *пф*. Считаем, что монтажная емкость левее катушки равна 2 *пф*, поэтому $C_1=7{,}5+2=9{,}5$ *пф*. Монтажная емкость схемы правее L_1 значительно больше из-за сравнительно длинных соединительных проводов к трубке; принимаем эту монтажную емкость равной 12 *пф*. Тогда $C_2=6+12=18$ *пф*.

2) Определяем отношение емкостей $C_2/(C_1+C_2)=18/(9{,}5+18)\approx0{,}65$.

3) По табл. 6 находим для полученного отношения емкостей и подходящего значения выброса (п. 8): $k_1=2{,}05$; $\alpha=0{,}18$; $\beta=0{,}7$; $\gamma=2{,}26$.

4) Определяем нагрузочное сопротивление:

$$R=\frac{k_1 t_{уст1}}{2{,}2\,(C_1+C_2)}=\frac{2{,}05\cdot0{,}08\cdot10^{-6}}{2{,}2\cdot27{,}5\cdot10^{-12}}\approx2\,700\ ом.$$

5) Определяем L:

$$L=0{,}18\cdot(2\,700)^2\cdot27{,}5\cdot10^{-12}=36\ мкгн.$$

6) Определяем L_1:

$$L_1 = 0{,}7 \cdot (2\,700)^2 \cdot 27{,}5 \cdot 10^{-12} = 140 \text{ мкгн.}$$

7) Определяем R_1:

$$R_1 = 2{,}26 \cdot 2\,700 = 6\,100 \text{ ом.}$$

8) Определяем коэффициент усиления каскада:

$$K = SR = 11 \cdot 10^{-3} \cdot 2\,700 = 29{,}7.$$

Имея в виду, что размах выходного напряжения, в соответствии с обычно применяемыми трубками, составляет приблизительно 50 *в*, определяем напряжение на входе оконечного каскада $U_{вх} = \frac{U_{вых}}{K} = \frac{50}{29{,}7} = 1{,}67$ *в*. При правильно сконструированной высокочастотной части телевизионного приемника на выходе детектора можно получить такое напряжение, а потому можно ограничиться одним видеокаскадом.

При конструировании многокаскадных усилителей со сложными схемами компенсации особый интерес представляют такие параметры схем, при которых увеличение числа каскадов не изменяет величины выброса переходной характеристики. Ранее было указано, что для схемы с простой параллельной компенсацией в этом случае не следует выбирать Q больше, чем 0,59. Ниже приводится таблица коэффициентов для расчета параметров схемы с последовательно-параллельной компенсацией, при которых выброс переходной характеристики не увеличивается при увеличении числа каскадов и не превышает $H_{макс}$. Значения $H_{макс}$ и коэффициентов даны в зависимости от отношения $C_2/(C_1 + C_2)$. Параметры схемы (кроме R) определяются по формулам (21)—(23). Нагрузочное сопротивление определяется из формулы, связывающей время установления n-каскадного усилителя со сложной компенсацией $t'_{уст.\,n}$ с временем установления одного реостатного усилительного каскада:

$$t'_{уст.\,n} = \frac{M^{3,3 \lg n}}{k_1} \cdot 2{,}2RC, \qquad (24)$$

где M — множитель, учитывающий сужение полосы в многокаскадном усилителе, находится из табл. 7, а $C = C_1 + C_2$.

По известным $t'_{уст.\,n}$, C_1 и C_2, пользуясь табл. 7 и формулой (24), можно определить величину нагрузочного сопротивления.

Таблица 7

Значения коэффициентов для расчета многокаскадных усилителей с последовательно-параллельной компенсацией

№ п/п.	$\frac{C_2}{C_1+C_2}$	$H_{макс}$, %	M	k_1	α	β	γ
1	0,5	2,8	1,36	2,02	0,140	0,582	2,76
2	0,6	1,9	1,37	1,96	0,148	0,652	2,12
3	0,65	1,6	1,37	1,91	0,146	0,720	2,0
4	0,7	1,3	1,38	1,86	0,142	0,836	1,92
5	0,75	1,1	1,38	1,82	0,132	1,028	1,87

Например, требуется рассчитать параметры четырехкаскадного усилителя на лампах 6Ж3П ($C_{вых} = 1{,}8$ *пф*, $C_{вх} = 6{,}5$ *пф*) с общим временем установления 0,08 *мксек*. Полагаем, что $C_1 = 1{,}8 + 4 = 5{,}8$ *пф*, а $C_2 = 6{,}5 + 6 = 12{,}5$ *пф*, т. е. $C_2(C_1 + C_2) \approx 0{,}7$. Таким образом, все коэффициенты определяем из четвертой строки табл. 7: $M = 1{,}38$; $k_1 = 1{,}86$; $\alpha = 0{,}142$; $\beta = 0{,}836$ и $\gamma = 1{,}92$. Из формулы (24) определяем величину допустимого нагрузочного сопротивления:

$$R = \frac{t'_{уст.n}k_1}{2{,}2CM^{3{,}3\lg n}} = \frac{0{,}08\cdot 10^{-6}\cdot 1{,}86}{2{,}2\cdot 18{,}3\cdot 10^{-12}\cdot(1{,}38)^{3{,}3\cdot 0{,}6}} = 1\,950\ ом.$$

Коэффициент усиления одного каскада

$$K = SR = 5{,}1\cdot 10^{-3}\cdot 1\,950 \approx 10.$$

Коэффициент усиления всего усилителя:

$$K_{общ} = (K)^n = 10^4 = 10\,000.$$

Для сравнения определим коэффициент усиления четырехкаскадного усилителя на тех же лампах, но без компенсации, с тем же общим временем установления 0,08 *мксек*. По формуле (11) определяем время установления для одного каскада:

$$t_{уст\,1} = \frac{0{,}08}{\sqrt{4}} = 0{,}04\ мксек.$$

Допустимое нагрузочное сопротивление находим из соотношения (9):

$$R = \frac{t_{уст\,1}}{2{,}2C} = \frac{0{,}04\cdot 10^{-6}}{2{,}2\cdot 18{,}3\cdot 10^{-12}} \approx 1\,000\ ом.$$

Коэффициент усиления одного каскада:

$$K = 5{,}1\cdot 10^{-3}\cdot 1\,000 = 5{,}1.$$

Коэффициент усиления всего усилителя:

$$K_{общ} = (K)^n = (5,1)^4 = 680,$$

т. е. в 14,5 раза меньше!

От усилителя на тех же лампах, но с простой компенсацией ($Q = 0,59$) мы получили бы коэффициент усиления, равный 6 200, т. е. на 38% меньше, чем при использовании схемы со сложной компенсацией.

Число каскадов, необходимое для обеспечения заданного общего усиления $K_{общ}$, можно найти путем нескольких пробных вычислений по формуле

$$K_{общ} = \left(\frac{t'_{уст.\,n} \cdot S}{2,2C}\right)^n \cdot \frac{k_1^n}{M^{3,3n \lg n}}. \qquad (25)$$

Пример. Подобрать число каскадов многокаскадного усилителя с последовательно-параллельной компенсацией на лампах 6Ж4, если задано, что общее усиление должно быть равно 30 000, время установления для всего усилителя $t_{уст.n} = 0,1$ *мксек*. Для ламп 6Ж4

$$S = 9 \text{ ма/в}, \quad C = C_1 + C_2 = 8 + 18 = 26 \text{ пф}.$$

Тогда

$$\frac{t'_{уст.n} \cdot S}{2,2C} = \frac{0,1 \cdot 10^{-6} \cdot 9 \cdot 10^{-3}}{2,2 \cdot 26 \cdot 10^{-12}} = 15,7.$$

Имея в виду, что $C_2(C_1 + C_2) \approx 0,7$, по табл. 7 находим: $M = 1,38$ и $k_1 = 1,86$. Положим, что число каскадов равно пяти.

Тогда

$$\left(\frac{t_{уст.n}}{2,2C}\right)^5 \cdot \frac{k_1^5}{M^{3,3 \cdot 5 \cdot \lg 5}} = (15,7)^5 \frac{(1,86)^5}{(1,38)^{11,5}} \approx 540\,000.$$

Пять каскадов дадут слишком большое усиление. Посмотрим, какое усиление дадут четыре каскада:

$$\left(\frac{t'_{уст.n} \cdot S}{2,2C}\right)^4 \cdot \frac{k_1^4}{M^{3,3 \cdot 4 \cdot \lg 4}} = (15,7)^4 \frac{(1,86)^4}{(1,38)^{7,94}} \approx 60\,000.$$

Нетрудно убедиться, проделав еще одно вычисление, что трех каскадов будет недостаточно, для того чтобы обеспечить общее усиление в 30 000, поэтому, несмотря на двукратное превышение усиления против заданного, приходится брать четыре каскада.

НИЗКОЧАСТОТНАЯ КОМПЕНСАЦИЯ

Выше было указано, что ограниченная величина цепочки межкаскадной связи, состоящей из разделительного конденсатора C_c и сопротивления утечки сетки R_c,

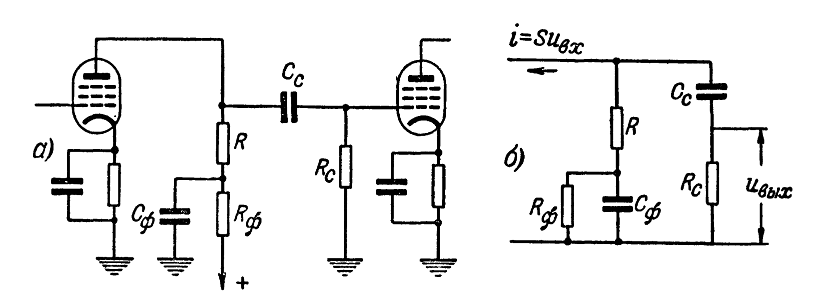
приводит к уменьшению коэффициента усиления на низких частотах и к появлению на этих частотах фазовых сдвигов. Уменьшение усиления в области низких частот и наличие фазовых сдвигов в совокупности проявляются в том, что поданный на вход усилителя перепад напряжения $u_{вх} = U$ на выходе по достижении максимального значения SRU дальше не остается постоянным, а медленно спадает, как это показано на фиг. 17. Крутизна спада определяется постоянной времени C_c и R_c. Чем больше C_cR_c, тем медленнее спадает напряжение.

Однако желательно, чтобы конденсатор C_c как деталь был бы по возможности меньших габаритов, ибо большие конденсаторы обладают большой распределенной емкостью относительно шасси, что приводит к сильному падению усиления на высоких частотах. Емкость же небольших по габаритам переходных конденсаторов, используемых в широкополосных усилителях, не превышает 0,01 — 0,05 *мкф*. Увеличение C_cR_c за счет выбора очень большого R_c (порядка десятков мегом) также не рекомендуется, так как при больших R_c положение рабочей точки становится неустойчивым, появляются искажения формы сигналов. Величины применяемых R_c редко превышают 0,5 *мгом*, т. е. наибольшая постоянная времени C_cR_c составляет примерно 0,025 сек. Это означает, что импульсный сигнал длительностью 0,01 сек., соответствующий, например, кадру телевизионного изображения, в котором одна горизонтальная половина светлая, а другая — темная, спадет к окончанию импульса на 32% своей первоначальной величины (фиг. 19,*б*). Подобные искажения приводят к неравномерному распределению яркости по экрану телевизора.

В некоторых случаях применяются так называемые „усилители постоянного тока“, в которых связь между нагрузкой одного каскада и сеточной цепью другого осуществляется непосредственно гальванической связью. Практика эксплуатации подобных приборов показывает, что они весьма нестабильны в работе и требуют сложных источников питания.

Низкочастотные искажения в широкополосных усилителях компенсируются с помощью фильтров, содержащих один или несколько реактивных элементов. Наи-

большее распространение, благодаря простоте и надежности, получила схема с RC-фильтром в анодной цепи (фиг. 36). Рассмотрим эквивалентную схему каскада в области низких частот (фиг. 36,*б*). Допустим, что $R_ф$ очень велико и потому оно существенно не влияет на процесс заряда $C_ф$. При подаче на вход перепада напряжения $u_{вх}=U$ в анодной цепи начинает протекать ток SU. В первый момент после включения сопротивле-



Фиг. 36. Принципиальная (*а*) и эквивалентная (*б*) схемы каскада с низкочастотной компенсацией.

ния конденсаторов C_c и $C_ф$ весьма малы, и выходное напряжение, как и в схеме без компенсации, приблизительно равно SRU. По мере заряда C_c его сопротивление возрастает, и часть напряжения, приложенного к делителю $C_c - R_c$, выделяется на конденсаторе. Однако конденсатор $C_ф$ тем временем также заряжается, его сопротивление по мере заряда увеличивается, напряжение на $C_ф$ возрастает, и поэтому на последовательном соединении $R - C_ф$ увеличивается общее падение напряжения.

Увеличение с течением времени подводимого к $C_c - R_c$ напряжения замедляет скорость спадания выходного напряжения.

Задачей компенсации является поддержание выходного сигнала длительное время неизменным. Если сопротивление $R_ф$ достаточно велико, то это возможно в том случае, когда постоянная времени заряда конден-

сатора равна $C_ф$ равна постоянной времени заряда конденсатора C_c. Таким образом, равенство

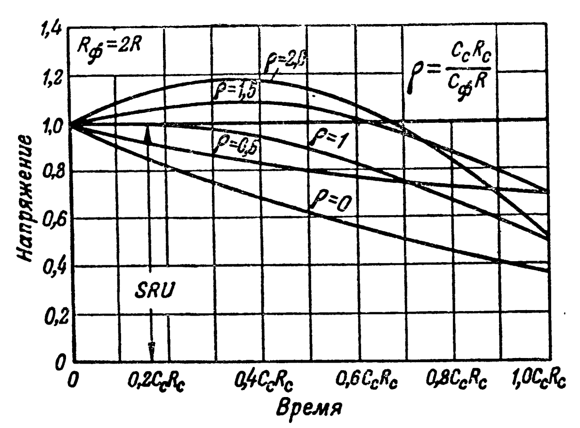
$$C_ф R = C_c R_c \tag{26}$$

является условием правильной компенсации низкочастотных искажений. Из этого равенства можно определить величину $C_ф$.

Возникает вопрос о том, как долго выходное напряжение может поддерживаться постоянным. Это зависит от величины $R_ф$, которое до сих пор мы считали большим. В реальной схеме выполнить $R_ф$ очень большим нельзя, так как по этому сопротивлению протекает постоянная составляющая анодного тока; чем больше $R_ф$, тем меньше постоянное напряжение на аноде лампы. Практически, $R_ф$ (в широкополосных усилителях) не выбирают бо̀льшим, чем $2-5R$. Значит, напряжение сигнала в анодной цепи не увеличивается безгранично, а стремится к конечной величине. Поэтому через определенный промежуток времени увеличение сопротивления конденсатора C_c все же приведет к спаданию выходного напряжения.

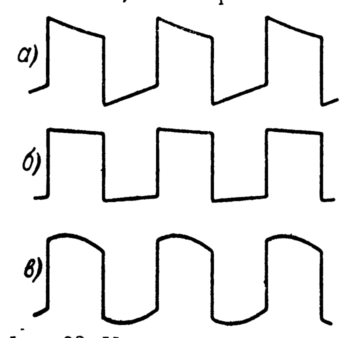
Графически зависимость выходного напряжения от $C_ф R$ для случая, когда $R_ф = 2R$, представлена на фиг. 37. Отношение $C_c R_c / C_ф R$ обозначено символом ρ. В этом случае, когда выполняется условие (24), т. е. $\rho = 1$, некоторое время выходное напряжение изменяется очень медленно, и спад напряжения значительно меньше, чем в случае некомпенсированного каскада ($\rho = 0$). На том же графике показано, к каким результатам приводит невыполнение условия (26). Если $C_ф R$ больше, чем $C_c R_c$ ($\rho < 1$), то выравнивание формы выходного напряжения не очень велико. Если же $C_ф R$ меньше, чем $C_c R_c$, то относительно быстрый заряд $C_ф$ приводит к тому, что верхняя часть кривой выходного напряжения становится менее равномерной; сначала выходное напряжение возрастает до значений, превышающих SRU, а затем более круто начинает спадать, т. е. искажения увеличиваются. Выправление формы импульсных сигналов в данной схеме иллюстрируется фиг. 38.

При выполнении условия (26) спад напряжения уменьшается примерно в пять раз по сравнению с некомпенсированной схемой. Это справедливо для случаев, когда длительность сигналов не превышает $0{,}5 - 0{,}6\,C_c R_c$.



Фиг. 37. Зависимость формы выходного напряжения от отношения постоянных времени.

Если сопротивление $R_ф$ выбрать равным не $2R$, а бо̀льшим, то при выполнении условия $\rho = 1$ кривая выходного напряжения станет еще более равномерной, чем показано на фиг. 37. Как выбрать величину сопротивления $R_ф$ внутри указанных пределов $2 - 5R$? В каждом конкретном случае необходимо подсчитать уменьшение анодного напряжения, получающегося за счет падения постоянной составляющей анодного тока на сопротивлении $R_ф$, и решить, допустимо ли подобное уменьшение.



Фиг. 38. Изменение формы импульсных сигналов схемой с низкочастотной компенсацией.
а — без компенсации; *б* — параметры выбраны правильно; *в* — параметры выбраны неправильно.

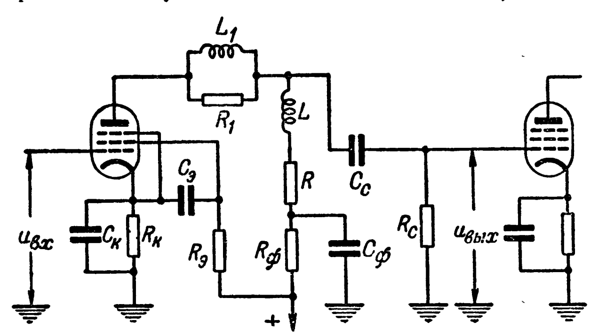
Пример. Известны следующие данные: лампа 6Ж4, анодное нагрузочное сопротивление (установленное из условия допустимых высокочастотных искажений) равно 3 000 *ом*, напряжение выпрями-

теля 350 *в*. Выбраны значения C_c и R_c, как максимальные рекомендуемые: $C_c = 0{,}05$ *мкф*, $R_c = 0{,}5$ *мгом*.

Требуется определить: величины $R_ф$ и $C_ф$, падение напряжения на $R_ф$ и относительный спад напряжения для импульсного сигнала с максимальной длительностью 0,01 сек.

По справочнику находим рекомендуемый режим питания: смещение на сетку — 2 *в*, напряжение источника питания 300 *в*; там же находим, что анодный ток при напряжении 300 *в* и сеточном смещении — 2 *в* равен 10 *ма*.

Выбираем сопротивление $R_ф = 5R$, т. е. $R_ф = 15\,000$ *ом*. Тогда на этом сопротивлении упадет $15\,000 \cdot 10 \cdot 10^{-3} = 150$ *в*, и действующее



Фиг. 39. Принципиальная схема широкополосного усилительного каскада с высокочастотной и низкочастотной компенсацией.

напряжение источника снизится до $350 - 150 = 200$ *в*, что меньше, чем рекомендуемое в справочнике значение. Поэтому устанавливаем в схему $R_ф = 2R$, т. е. $R_ф = 6\,000$ *ом*. В этом случае падение напряжения на сопротивлении составит 60 *в*, и действующее напряжение источника почти равно рекомендуемому (290 *в*). Из условия (26) определяем $C_ф$:

$$C_ф = \frac{C_c R_c}{R} = \frac{0{,}05 \cdot 10^{-6} \cdot 0{,}5 \cdot 10^{6}}{3\,000} \approx 8 \text{ мкф}.$$

Относительный спад напряжения на вершине для схемы без компенсации находим из уравнения (7):

$$p_1 = \frac{\tau}{C_c R_c} = \frac{0{,}01}{0{,}025} = 0{,}4, \text{ т. е. } 40\%.$$

Так как длительность импульса, равная 0,01 сек., меньше, чем 0,5 $C_c R_c$ (0,0125 сек.), то относительный спад напряжения на вершине не превысит $40/5 = 8\%$.

На фиг. 39 приведена принципиальная схема каскада, в котором одновременно с низкочастотной осуществляется сложная высокочастотная компенсация.

Иногда фильтр $C_ф R_ф$ устанавливается для компенсации низкочастотных искажений, имеющихся за счет других элементов схемы — реактивной нагрузки в цепи катода и экранирующей сетки, а также для компенсации низкочастотных искажений в других каскадах устройства.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В УСИЛИТЕЛЯХ

В широкополосных усилителях может иметь место как отрицательная обратная связь (противосвязь), снижающая общий усилительный эффект, так и положительная обратная связь. Несмотря на то, что положительная связь увеличивает усилительную способность схемы, наличие ее подчеркивает все дефекты устройства. Неравномерности частотных и нелинейность фазовых характеристик, выброс на вершине переходной характеристики, имеющиеся нелинейные искажения и т. д. — все эти искажения проявляются в бо́льшей мере при наличии положительной обратной связи. Имеется ряд схем широкополосных усилителей с использованием положительной обратной связи. Налаживание подобных схем весьма кропотливое дело; они применяются лишь в особых случаях и нами рассматриваться не будут.

Противосвязь в ряде случаев из-за уменьшения усиления нежелательна, однако другие несомненные достоинства схем с противосвязью приводят ко все бо́льшему их распространению. В ряде схем противосвязь используется для компенсации искажений или для других целей, как, например, при работе усилителя на кабель.

В обычном усилительном каскаде противосвязь возникает в связи с тем, что в цепи катода устанавливается реостатно-емкостная цепочка, создающая требуемое для нормальной работы смещение на сетку. В усилителях, собранных на пентодах (тетродах), устанавливаемые в цепи экранирующих сеток сопротивления также приводят к эффекту противосвязи. Рассмотрим эти явления и схемы, основанные на них.

КАТОДНАЯ НАГРУЗКА

Влияние цепочки автоматического смещения, установленной в катоде, состоящей из конденсатора $C_к$ и сопротивления $R_к$ (фиг. 12,*а*), сво́дится к тому, что помимо постоян-

ного напряжения, образующегося за счет постоянной составляющей анодного тока, на конденсаторе в зависимости от величины $C_к R_к$ образуется переменное падение напряжения, полярность которого такова, что мгновенное значение потенциала катода относительно земли совпадает с мгновенным значением потенциала сетки относительно земли. Так как действующее между сеткой и катодом переменное напряжение в любой момент времени является суммой входного напряжения и напряжения на конденсаторе, а при сложении в цепи сетка — земля — катод (фиг. 12,*а*; мгновенные значения переменных напряжений для некоторого момента времени обозначены знаками в скобках) полярность их обратна, то действующее напряжение меньше, чем подводимое. Следовательно, меньше анодный ток, напряжение на выходе и коэффициент усиления каскада. Здесь имеет место противосвязь.

Для того чтобы уменьшить влияние цепи автоматического смещения, необходимо, чтобы постоянная времени $C_к R_к$ была значительно больше, чем продолжительность самого длительного из усиливаемых сигналов. В этом случае за время действия сигнала напряжение на конденсаторе, под влиянием происшедшего изменения анодного тока, не успеет сколько-нибудь значительно измениться. Или, иначе сопротивление конденсатора на самой низкой из усиливаемых частот должно быть значительно меньше, чем $R_к$. В этом случае на параллельном соединении $R_к$ и $C_к$ переменная составляющая анодного тока не создаст ощутимого падения напряжения, и уменьшение действующего сеточного напряжения будет незначительным.

Очевидно, что в данном случае противосвязь будет увеличиваться с уменьшением частоты (с увеличением длительности усиливаемых сигналов). Для того чтобы выяснить, каково же предельное уменьшение усиления при увеличении длительности сигналов, положим, что постоянная времени $C_к R_к$ значительно меньше, чем длительность усиливаемых сигналов, или, еще проще, положим, что конденсатор $C_к$ вовсе отсутствует. Тогда действующее на сетке напряжение будет разностью между $u_{вх}$ и падением напряжения переменной составляющей

анодного[1] тока на сопротивлении $R_к$, т. е. $u_c = u_{вх} - i R_к$. Анодный ток определится как $i = Su_c$; выходное напряжение, если пренебречь влиянием $C_c R_c$, будет $u_{вых} = SRu_c$. Или, после несложных преобразований:

$$u_{вых} = \frac{SR}{1 + SR_к} u_{вх}.$$

Последнее выражение показывает, что выходное напряжение и коэффициент усиления

$$K_к = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = \frac{SR}{1 + SR_к} \qquad (27)$$

в схеме с сопротивлением в цепи катода будут меньше, чем при наличии большого шунтирующего это сопротивление конденсатора.

Пример. При $S = 10$ *ма/в*; $R = 1\,000$ *ом*; $R_к = 100$ *ом*, коэффициент усиления уменьшится с 10 при надежно шунтированном сопротивлении до 5 при отсутствии конденсатора или при наличии конденсатора малой емкости.

Пример показывает, что необходимо очень внимательно относиться к выбору цепочки смещения, так как неправильно сконструированная цепь может привести к значительному уменьшению усиления по сравнению с ожидаемым.

Какова бы ни была емкость конденсатора $C_к$, через известный промежуток времени после подачи перепада напряжения $u_{вх} = U$, практически, через $3C_к R_к$, выходное напряжение от максимального SRU упадет до значения, определяемого вышеприведенной формулой. Таким образом, действие цепи автоматического смещения подобно действию цепи $C_c R_c$, за тем исключением, что под влиянием цепи смещения выходное напряжение падает не до нуля, а до некоторого предельного значения. Расчет цепочки ведется из соображений значительного превышения постоянной времени $C_к R_к$ над максимальной длительностью усиливаемых сигналов. Если положить,

[1] Точнее, катодного тока, который является суммой анодного и экранного токов. Однако для простоты рассуждений считаем, что экранный ток значительно меньше анодного и им можно пренебречь, т. е. считаем, что лампа — триод.

что постоянная времени $C_к R_к$ должна быть в пять раз больше, чем максимальная длительность сигналов, то получим соотношение

$$C_к = \frac{5\tau}{R_к}.$$

Величина сопротивления $R_к$ устанавливается как частное от деления требуемого напряжения смещения на постоянную составляющую анодного тока. Допустим, мы установили, что $R_к = 100$ *ом*, а длительность сигналов — 0,01 сек.; тогда получим, что $C_к = 500$ *мкф*. Хотя подобные конденсаторы (для низких рабочих напряжений) и изготовляются, но их габариты и стоимость велики, поэтому конденсаторы такой величины редко устанавливаются в схемы.

КОМПЕНСАЦИЯ ПРОТИВОСВЯЗЬЮ

Таким образом, цепь автоматического смещения приводит к появлению низкочастотных искажений. В тех случаях, когда искажения недопустимы, следует применять другие методы осуществления смещения, что нежелательно, или схему, в которой большой конденсатор в цепи катода заменяется малым, а сопротивление анодной нагрузки увеличивается для компенсации потери в усилении из-за наличия противосвязи.

Если выбрать нагрузочное сопротивление в соответствии с формулой

$$R' = R(1 + SR_к), \tag{28}$$

где R — нагрузочное сопротивление, установленное обычным методом из соображений заданной полосы пропускания, R' — то сопротивление, которое необходимо установить в схему, а конденсатор в цепи смещения в соответствии с формулой

$$C_к = C\frac{R(1 + SR_к)}{R_к}, \tag{29}$$

где C — суммарная распределенная емкость анодной цепи, то в этом случае усилительный каскад для любой частоты (в том числе и для высоких) по своим свойствам ничем не будет отличаться от рассмотренного ранее реостатного усилительного каскада.

Пример. Дополним данные ранее приведенного примера: $C = 30$ *мкмкф*; $R = 1\,000$ *ом*. Вычисляя по формулам (28) и (29), получим:

$$R' = 1\,000\,(1 + 10 \cdot 10^{-3} \cdot 100) = 2\,000 \text{ ом}$$

и

$$C_к = 30 \frac{2\,000}{100} = 600 \text{ пф}.$$

Таким образом, увеличение нагрузочного сопротивления в два раза и установка малого конденсатора позволили избавиться от конденсатора чрезвычайно большой емкости, получить те же усиление и полосу частот.

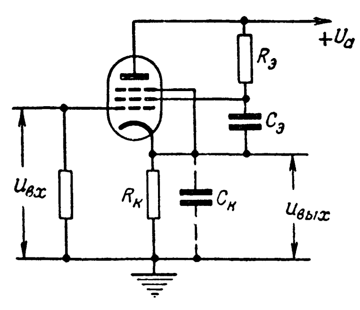
Физическая сущность этого метода заключается в следующем. Для того чтобы скомпенсировать уменьшение усиления, происшедшего в схеме за счет противосвязи при устранении из цепи катода большого шунтирующего конденсатора, мы увеличили нагрузочное сопротивление. Однако при этом на более низких частотах, чем это требуется, скажется шунтирующее действие распределенной емкости C. Установим в цепь катода небольшой конденсатор. Тогда в области низких и средних частот его действие ничем не проявляется. Но ведь на этих частотах не влияет и распределенная емкость C. А на высоких частотах — там, где сказывается распределенная емкость, уменьшится сопротивление конденсатора $C_к$ и, следовательно, уменьшится противосвязь. Таким образом, частотно-зависимая противосвязь скомпенсировала искажения, вносимые распределенной емкостью, и позволила, тем самым, избавиться от чрезвычайно большого конденсатора. Применять этот метод можно лишь в тех случаях, когда сопротивления анодной нагрузки не очень велики. В противном случае, при увеличении нагрузочного сопротивления на нем будет большое падение напряжения постоянной составляющей анодного тока, и в связи с этим уменьшится анодное напряжение.

Метод компенсации катодной противосвязью можно применить для создания подъема частотной характеристики в области высоких частот в тех особых случаях, когда это может понадобиться, например, для компенсации искажений других узлов устройства. Подобное изменение характеристики осуществляется путем некоторого уменьшения нагрузочного сопротивления по сравнению с тем значением, которое получается по формуле (28), т. е. ценой потери в усилении при заданной полосе частот. Нужно иметь в виду, что произведение коэффициента усиления каскада на полосу пропускания остается неизменным. Если при установке ком-

пенсирующей индуктивности для специального создания подъема на высоких частотах полоса пропускания и, следовательно, указанное произведение сами собой увеличиваются в k_1 раз (см. табл. 3), то в этом случае для создания точно такой же частотной характеристики, т. е. с увеличенной полосой частот и подъемом, нужно уменьшить коэффициент усиления в k_1 раз. Установка индуктивности не всегда допустима, как, например, в малогабаритных устройствах; тогда указанный метод применим.

КАТОДНЫЙ ПОВТОРИТЕЛЬ

Очень большое распространение получила схема, в которой выходное напряжение снимается с катодной нагрузки, а нагрузочное сопротивление в цепи анода вовсе отсутствует (фиг. 40). Эта схема называется «катодным повторителем»[1].



Фиг. 40. Схема катодного повторителя.

Основная особенность схемы заключается в том, что в ней осуществляется полная обратная связь, т. е. все переменное напряжение, которое действует на нагрузке, действует во входной цепи. Ясно, что снимаемое напряжение $u_{вых}$ в этом случае не может быть больше входного, приложенного между сеткой и землей. Коэффициент усиления катодного повторителя

$$K_{кп} = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = \frac{SR_к}{1 + SR_к} \qquad (30)$$

меньше, чем коэффициент усиления каскада с анодной нагрузкой при тех же значениях емкости и сопротивления в $(1 + SR_к)$ раз и всегда меньше единицы. Так, например, если $R_к = 1\,000$ *ом*, $S = 10$ *ма/в*, то $K_{кп} = 0{,}91$; при $R_к = 100$ *ом* и той же крутизне $K_{кп} = 0{,}5$. Так что пра-

[1] Свое название схема получила потому, что повторяет на выходе форму сеточного напряжения в отличие от обычного усилительного каскада, который изменяет полярность.

вильнее было бы говорить не о коэффициенте усиления, а о коэффициенте ослабления.

Однако, несмотря на указанное свойство катодного повторителя, в ряде случаев он незаменим. Рассмотрим вкратце особенности схемы:

1) Верхняя граничная частота катодного повторителя, при одинаковых значениях емкости и сопротивления, значительно выше, чем у обычного каскада. Полоса расширяется во столько же раз, во сколько уменьшается коэффициент усиления:

$$f_{вк} = \frac{1 + SR_к}{2\pi C_к R_к}. \qquad (31)$$

Произведение коэффициента усиления на полосу пропускания остается то же, что и у каскада с нагрузкой в аноде. В этом нетрудно убедиться, перемножив соответственно правые и левые части выражений (30) и (31). Однако в силу того, что коэффициент усиления катодного повторителя меньше единицы, полоса при той же лампе и тех же значениях R и C получается более широкой. Так, например, если $R_к = 2\,000$ *ом*, $C = 30$ *пф* и $S = 5$ *ма/в*, то $f_{вк} = 30$ *мггц*. При этом $K_{кп} = 0{,}91$. Если нагрузочное сопротивление в 2 000 *ом* установить в аноде той же лампы, при том же значении емкости, мы получим $f_в = 2{,}7$ *мггц* и $K = 10$.

Предположим, что нагрузка каскада носит емкостный характер и величина этой емкости равна 300 *пф*, задана общая полоса 3 *мггц*. Рассмотренный пример для случая с нагрузочным сопротивлением в катоде как раз подходит для обеспечения заданных условий. Действительно, при $S = 5$ *ма/в*, $R_к = 2\,000$ *ом*, $C_к = 300$ *мкмкф* $f_{вк}$ в соответствии с выражением (28) равно 3 *мггц*, а $K_{кп} = 0{,}91$. Каков будет при обеспечении заданных условий коэффициент усиления каскада с нагрузкой в аноде? По формуле (5) находим, что $R = 176$ *ом*. При $S = 5$ *ма/в* получаем $K = 0{,}89$, т. е. немного меньшее, чем в случае применения катодного повторителя. Учтем еще, что при применении повторителя схема свободна от низкочастотных искажений, так как разделительный конденсатор можно не устанавливать.

Таким образом, когда нагрузка носит емкостный характер, более целесообразным оказывается применение катодного повторителя. Практически, емкостной нагрузкой яв-

ляется не очень длинный отрезок коаксиального кабеля, нагруженный на большое сопротивление.

2) Произведение максимально возможного напряжения на полосу частот в катодном повторителе при той же лампе больше, чем это произведение при включении нагрузочного сопротивления в анод, во столько же раз, во сколько уменьшается коэффициент усиления:

$$U_{mк}\Delta f_1 = \frac{\Delta I}{2\pi C_к}(1 + SR_к). \qquad (32)$$

Продолжим рассмотрение примера, приведенного выше, в котором мы установили, что при $C = 300$ *пф*, $S = 5$ *ма/в* катодный повторитель при $R_к = 2\,000$ *ом* и каскад с нагрузкой в аноде при $R = 176$ *ом* приблизительно эквивалентны по усилению и полосе частот. Допустим, что $\Delta I = 20$ *ма*. Тогда максимальное напряжение на катодной нагрузке составит 40 *в*, а на анодной нагрузке — только 3,5 *в*.

Таким образом, в случае широких полос и емкостных нагрузок применение катодного повторителя дает значительный выигрыш в величине снимаемого напряжения.

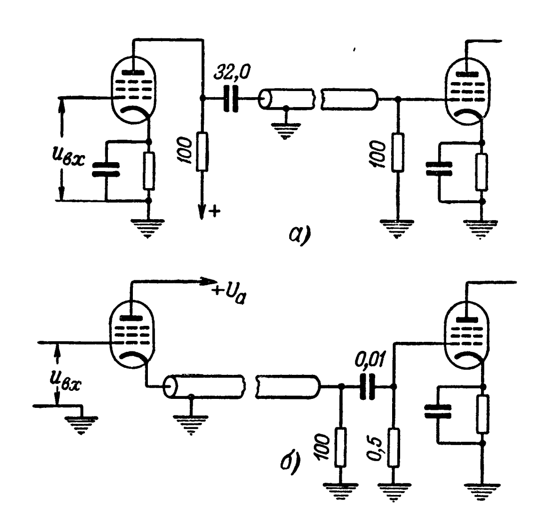
3) При работе усилителя на коаксиальный кабель последний необходимо нагружать на приемном конце на сопротивление, равное волновому сопротивлению кабеля. Неискаженная работа обеспечивается также в том случае, когда и внутреннее сопротивление каскада, как генератора э. д. с., равно волновому. Волновые сопротивления практически используемых кабелей находятся в пределах от 70 до 110 *ом*. Очень удобно в этом случае использовать катодный повторитель, так как его внутреннее сопротивление, примерно равное $1/S$, при применении типовых ламп 6Ж4, 6П9 почти совпадает с волновым сопротивлением распространенных кабелей.

Если подключить кабель к анодной цепи, то для согласования необходимо установить нагрузочные сопротивления, равные волновому, в анодной цепи лампы и на конце кабеля (фиг. 41,*а*). Кроме того, перед кабелем необходимо установить разделительный конденсатор, для того чтобы кабель не был под высоким напряжением источника питания. Если к системе предъявляется требование неискаженного воспроизведения низких частот, то величина конденсатора получается настолько большой, что его трудно выполнить.

Например, пусть волновое сопротивление равно 100 *ом* и $f_н = 50$ *гц*. Тогда по формуле (3) находим:

$$C_c = \frac{1}{2\pi f_н R_c} = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 100} = 32 \text{ мкф}.$$

Подобный конденсатор для высоких напряжений представляет собой громоздкую и дорогостоящую деталь.



Фиг. 41. Соединение усилителей длинным коаксиальным кабелем. Подключение кабеля к аноду выходной лампы не рекомендуется.

При использовании катодного повторителя кабель можно непосредственно подключить между катодом и землей, как показано на фиг. 41,*б*.

4) Катодный повторитель обладает меньшей входной емкостью, чем каскад с нагрузкой в аноде. Для каскада с нагрузкой в аноде при использовании триода $C_{вх} = C_{ск} + C_{са}(1 + K)$, а при использовании пентода: $C_{вх} \approx C_{ск} + C_{c_1c_2}$, где $C_{ск}$ — межэлектродная емкость сетка — катод, $C_{са}$ — сетка — анод, $C_{c_1c_2}$ — емкость между управляющей и экранирующей сетками, примерно равная $C_{са}$. Для катодного повторителя $C_{вх} = C_{са} + C_{ск}(1 - K)$ (триод) и $C_{вх} \approx C_{c_1c_2} + C_{ск}(1 - K)$ (пентод).

Так как коэффициенты усиления повторителей обычно близки к единице, то $C_{ск}(1-K)$ становится ничтожно малой величиной, и $C_{вх}$ в основном определяется $C_{са}$ (триод) и $C_{c_1c_2}$ (пентод), т. е. примерно в два раза меньше, чем $C_{вх}$ каскада с нагрузкой в аноде.

Следовательно, предыдущий каскад даст несколько большее усиление.

Таковы основные черты катодного повторителя.

ЦЕПЬ ЭКРАНИРУЮЩЕЙ СЕТКИ

При рассмотрении в предшествующих параграфах усилительных схем, выполненных на пентодах, предполагалось, что потенциал экранирующей сетки относительно катода лампы не меняется в процессе работы и не зависит от величины и формы усиливаемых сигналов. Это справедливо в том случае, когда постоянная времени цепи экранирующей сетки, состоящей из гасящего сопротивления и шунтирующего конденсатора, значительно больше, чем длительность максимально длительного из усиливаемых сигналов, или иначе, когда сопротивление конденсатора $C_э$ (фиг. 12,*а*) на самой низкой из усиливаемых частот меньше, чем сопротивление $R_э$.

Однако в тех случаях, когда это условие не выполняется, нагрузка, установленная в цепи экранирующей сетки, влияет на поведение усилителя.

Влияние нагрузки в цепи экранирующей сетки сводится к тому, что под действием входного сигнала изменяется потенциал экранирующей сетки и снижается общий усилительный эффект схемы, причем чем больше величина эквивалентного нагрузочного сопротивления, тем сильнее проявляется это влияние. Так как эквивалентное нагрузочное сопротивление определяется сопротивлением параллельно соединенных $C_э$ и $R_э$, т. е. нагрузка зависит от частоты, то поведение усилителя изменяется с частотой. На низких частотах сопротивление будет бóльшим, чем на высоких. Значит, на низких частотах будут бóльшие частотные и фазовые искажения.

В связи с тем, что реакция цепи экранирующей сетки проявляется в уменьшении общего усиления схемы и в других чертах, характерных для противосвязи, можно ее рассматривать как проявление противосвязи, хотя обратная

связь действует не непосредственно, а через лампу. Рассмотрим подробнее работу схемы. В отсутствии сигнала на управляющей сетке в лампе протекает ток покоя, величина которого зависит от смещения на управляющей сетке и напряжений на остальных электродах относительно катода. Часть тока лампы ответвляется через цепь экранирующей сетки. Ток экранирующей сетки протекает по гасящему сопротивлению и создает на нем определенное падение напряжения, поэтому напряжение экранирующей сетки и будет меньше напряжения источника, что требуется для нормальной работы схемы.

Катод, управляющую и экранирующую сетки и внешнюю цепь экранирующей сетки можно рассматривать как схему с трехэлектродной лампой, т. е. можно ввести понятие о коэффициенте усиления (лампы) по экранирующей сетке — $\mu_э$, крутизне характеристики экранного тока — $S_э$ и внутреннем сопротивлении лампы по экранирующей сетке — $R_{iэ}$. Крутизна характеристики $S_э$, например, показывает, на сколько изменится экранный ток при изменении напряжения на управляющей сетке на 1 *в*; коэффициент усиления $\mu_э$ показывает, во сколько раз больше должно быть изменение напряжения на экранирующей сетке, чем изменение на управляющей сетке, чтобы вызвать одинаковое изменение тока лампы. Например, для лампы 6Ж4 $\mu_э = 50$, $S_э = 2{,}8$ *ма/в*, $R_{iэ} = 18\,000$ *ом*; для 6П9 $\mu_э = 25$, $S_э = 2{,}6$ *ма/в*, $R_{iэ} = 10\,000$ *ом*; для 6Ж3П $\mu_э = 50$, $S_э = 1{,}5$ *ма/в*, $R_{iэ} = 33\,000$ *ом* и т. д.

Изменение напряжения на экранирующей сетке эквивалентно изменению напряжения на управляющей сетке, только уменьшенному в $\mu_э$ раз. Значит, при увеличении сигнала на входе уменьшится напряжение на экранирующей сетке и как бы уменьшится действующее на изменение анодного тока входное напряжение, и наоборот. Анодный ток уже не будет определяться просто как произведение входного напряжения на крутизну характеристики — он будет меньше, чем это произведение. Поэтому уменьшится и коэффициент усиления лампы. Его можно выразить в виде

$$K_э = \frac{SR}{1 + \frac{Z_э}{R_{iэ}}} = \frac{K}{1 + \frac{Z_э}{R_{iэ}}}, \qquad (33)$$

где $Z_э = R_э / \sqrt{1 + (2\pi f C_э R_э)^2}$. Последнее выражение показывает, что чем ниже частота, тем меньше при данных $R_э$ и $C_э$ усиление, или чем меньше постоянная времени $C_э R_э$, тем меньше на данной частоте усиление.

Если задаться допустимым уменьшением коэффициента усиления на частоте $f_н$ в 5%, то можно получить простое соотношение для выбора величины $C_э$:

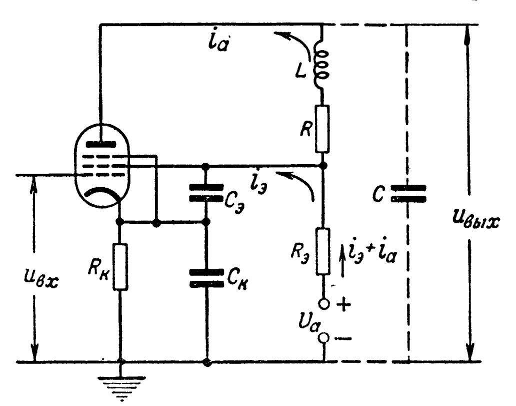
$$C_э \approx \frac{20}{2\pi f_н R_{iэ}}. \qquad (34)$$

Это выражение показывает, что чем ниже частота, тем бо́льший конденсатор нужно устанавливать в цепи экранирующей сетки, чтобы эквивалентное нагрузочное сопротивление оставалось малым на этой частоте. Так, например, для того чтобы усиление уменьшилось не больше чем на 5% на частоте 50 *гц*, при использовании лампы 6П9 нужен конденсатор емкостью 6 *мкф*, а на частоте 5 *гц* — емкостью уже 60 *мкф*.

В тех случаях, когда от усилителя требуется неискаженное воспроизведение очень низких частот, ток экранирующей сетки может быть использован для компенсации искажений, вызываемых цепью экранирующей сетки и цепью катода. В этом случае сопротивление $R_э$ включается последовательно с нагрузочным сопротивлением R (фиг. 42), а конденсатор $C_э$, замыкающий экранирующую сетку на катод, выбирают таким, чтобы его сопротивление было малым только на средних и высоких частотах. На высоких и средних частотах схема ничем не отличается от обычной схемы с высокочастотной компенсацией. Переменные составляющие анодного и экранного токов замыкаются конденсатором $C_э$ на катод. На низких частотах, когда сопротивления конденсаторов $C_э$ и $C_к$ возрастают, должно было бы снизиться усиление схемы из-за действия противосвязи в цепи катода и в цепи экранирующей сетки. Однако этого не происходит, так как на низких частотах анодный и экранный токи создают падение напряжения на сопротивлении $R_э$, а это падение напряжения является частью снимаемого выходного напряжения. Таким образом, происходит компенсация уменьшения усиления из-за противосвязи.

Нужно заметить, что схема может дать в области средних частот такое же усиление, как обычная схема — SR,

если коэффициент усиления лампы по экранирующей сетке $\mu_э$ больше, чем SR; поэтому применение схемы целесообразно в тех случаях, когда коэффициент усиления каскада не очень большой, т. е. когда нужно воспроизводить не только самые низкие частоты, но и высокие. Элементы схемы R и L подбираются обычным путем в зависимости от верхней граничной частоты и допустимого выброса переход-



Фиг. 42. Компенсация искажений в схеме осуществляется током экранирующей сетки.

ной характеристики. $R_к$ должно быть таким, чтобы обеспечить требуемое смещение на управляющую сетку. Величина $R_э$ устанавливается по формуле.

$$R_э = R_к \left[\frac{(1 + \mu_э) SR}{\mu_э - SR} \right].$$

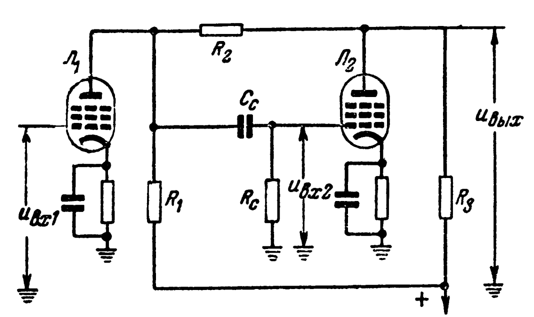
Конденсатор в цепи катода $C_к \approx 100C$. Конденсатор в цепи экранирующей сетки $C_э \approx 10C_к$.

Такая схема обеспечивает неискаженное воспроизведение сигналов от самых низких частот до верхней граничной частоты и не требует дорогостоящих деталей с большими габаритами.

ДВУХКАСКАДНАЯ СХЕМА С ПРОТИВОСВЯЗЬЮ

В заключение рассмотрим схему двухкаскадного широкополосного усилителя с отрицательной обратной связью, изображенную на фиг. 43.

Отличие этой схемы от схемы обычного двухкаскадного реостатного усилителя состоит в том, что между анодом первой и анодом второй лампы включено сопротивление R_2. Поэтому воздействующее на изменение анодного тока сеточное напряжение второй лампы зависит не только от величины анодного тока первой лампы, но также и от величины анодного тока второй лампы, благодаря чему результирующее напряжение на сетке второй лампы не возрастет



Фиг. 43. Схема двухкаскадного усилителя с отрицательной обратной связью.

в той мере, как это было бы при отсутствии обратной связи. Здесь действие обратной связи приводит к уменьшению усилительной способности схемы.

Коэффициент усиления рассматриваемой схемы в области средних частот, т. е. в области тех частот, где влиянием шунтирующих распределенных емкостей и разделительной цепи $C_c - R_c$ можно пренебречь, определяется по формуле

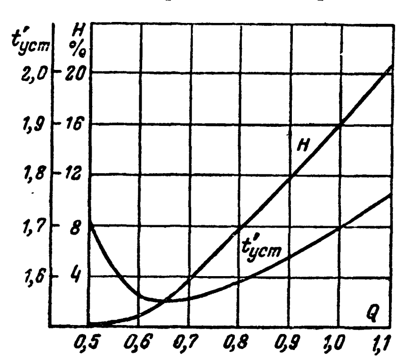
$$K_0 = \frac{S_1 R_1 R_3 (S_2 R_2 - 1)}{R_1 + R_2 + R_3 + S_2 R_1 R_3}. \qquad (35)$$

В этой формуле S_1 — крутизна характеристики первой, а S_2 — крутизна характеристики второй лампы.

При отсутствии отрицательной обратной связи ($R_2 = \infty$) коэффициент усиления той же двухкаскадной схемы был бы равен $K_2 = S_1 S_2 R_1 R_3$.

Для окончательного суждения о достоинствах или недостатках схемы необходимо установить частотные свойства двухкаскадного усилителя в области высоких частот. На высоких частотах начинает сказываться шунтирующее действие распределенной емкости C_1 (первого каскада) и емкости C_2 (второго каскада), и это приводит к уменьшению

коэффициента усиления схемы. Однако в связи с тем, что на высоких частотах сопротивление разветвления R_1—C_1 становится меньшим, чем на низких или средних частотах, доля напряжения обратной связи, приходящаяся на эквивалентное сопротивление разветвления R_1—C_1, становится все меньшей и меньшей. Пусть, например, $u_{вых} = 50$ *в*, $R_1 = 800$ *ом*, а $R_2 = 3\,200$ *ом*; тогда напряжение обратной связи, приходящееся на R_1 (в области средних частот), составит $800/(3\,200+800) = {}^1/_5$ часть общего падения напряжения, т. е. 10 *в*. На некоторой высокой частоте наличие емкости C_1 приведет к тому, что величина эквивалентного сопротивления станет равной, скажем, 400 *ом*. Тогда на этой частоте напряжение отрицательной обратной связи составит только $400/(3\,200+400) = {}^1/_9$ часть общего падения напряжения, т. е. 5,2 *в*.



Фиг. 44. График для расчета двухкаскадной схемы с противосвязью.

Таким образом, одновременно с уменьшением коэффициента усиления за счет влияния распределенных емкостей уменьшается также величина отрицательной обратной связи, что в свою очередь приводит к росту коэффициента усиления схемы. В результате в схеме происходит выравнивание коэффициента усиления в области высоких частот, т. е. расширение полосы частот.

В зависимости от соотношения параметров меняется форма частотной характеристики схемы.

Расчет схемы ведется с помощью графиков, приведенных на фиг. 44, и формул, приводимых ниже. На графике построены две кривые: «обобщенного времени установления» $t'_{уст}$ и выброса переходной характеристики H в зависимости от «добротности» схемы.

«Добротность» связана с параметрами схемы следующим образом:

$$Q = \frac{\omega_0 R_2 C_1}{1 + \frac{C_1}{C_2} + \frac{R_2}{R_1}\left(1 + \frac{C_1}{mC_2}\right)}, \qquad (36)$$

где

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_1(1+m)+R_2+S_2 m R_1^2}{m C_1 C_2 R_1^2 R_2}}. \qquad (36а)$$

В этих формулах $m = R_3/R_1$.

„Обобщенное время установления" связано с временем установления так:

$$t'_{уст} = Q\omega_0 t_{уст}. \qquad (37)$$

При расчете должны быть известны: время установления, допустимый выброс переходной характеристики, S_1, S_2, C_1, C_2. Кроме того, необходимо задаться величиной m; последняя выбирается произвольно от 1 до 5.

Порядок расчета: 1) пользуясь соответствующей кривой на фиг. 44 по известному H определить Q; 2) пользуясь второй кривой, по полученному значению Q определить $t'_{уст}$; 3) зная Q, $t'_{уст}$, $t_{уст}$ и используя формулу (37), определить ω_0; 4) используя два уравнения: (36) и (36а) с двумя неизвестными R_1 и R_2, определить последние; 5) подсчитать по формуле (35) коэффициент усиления схемы.

Пример расчета. Заданы следующие величины: $t_{уст} = 2\cdot 10^{-8}$ сек. $H = 1\%$; $S_1 = S_2 = 10$ *ма/в*; $C_1 = C_2 = 20$ *пф*. По графику на фиг. 44 определяем, что Q, соответствующее однопроцентному выбросу, равно 0,6. Пользуясь второй кривой на том же графике, определяем обобщенное время, соответствующее добротности 0,6; оно равно 1,56. Пользуясь формулой (37), определяем ω_0:

$$\omega_0 = \frac{1{,}56}{0{,}6\cdot 2\cdot 10^{-8}} = 1{,}30\cdot 10^8.$$

Задаемся значением $m = 4$. После этого, пользуясь формулой (36а), определяем R_2:

$$R_2 = \frac{5R_1 + 0{,}04R_1^2}{0{,}262\cdot 10^{-4}R_1^2 - 1}.$$

Подставляя выражение для R_2 в формулу для Q (36) и решая полученное уравнение, найдем, что $R_1 = 346$ *ом*. Теперь можно определить R_3:

$$R_3 = mR_1 = 1\,380 \text{ ом}.$$

Пользуясь написанным выше уравнением, связывающим R_2 с R_1, находим, что $R_2 = 3\,060$ *ом*. Остается определить коэффициент усиления двухкаскадной схемы; для этого воспользуемся формулой (35):

$$K_0 = \frac{346\cdot 1\,380\cdot 10^{-2}(3\,060\cdot 10^{-2} - 1)}{346 + 3\,060 + 1\,380 + 346\cdot 1\,380\cdot 10^{-2}} = 14{,}7.$$

Для сравнения определим, какой коэффициент усиления даст некомпенсированный реостатный усилитель с заданным временем установления. Время установления каждого каскада должно быть в $\sqrt{2}$ раз меньше, т. е. $t_{уст\,1} = 1{,}41 \cdot 10^{-8}$ сек. Воспользовавшись формулой $t_{уст\,1} = 2{,}2RC$, найдем, что нагрузочные сопротивления в каждом из каскадов равны по 320 *ом*, т. е. коэффициент усиления каждого каскада (при использовании тех же ламп) равен 3,2, а двухкаскадного усилителя 10,2.

Остановимся на свойствах схемы в области низких частот. По мере уменьшения частоты падение напряжения на сопротивлении R_c, образованное током первой лампы, уменьшается, ибо увеличивается сопротивление конденсатора C_c. Однако доля напряжения отрицательной обратной связи, приходящаяся на R_c, также уменьшается по той же самой причине. Коэффициент усиления в области низких частот становится более равномерным. Искажения формы сигналов уменьшаются так, как будто бы постоянная времени разделительной цепи увеличена q раз; q можно определить по формуле

$$q = 1 + \frac{S_2 R_1 R_3}{R_1 + R_2 + R_3}. \qquad (38)$$

Так, например, если использовать данные рассмотренного примера, то мы найдем, что

$$q = 1 + \frac{346 \cdot 1\,380 \cdot 10^{-2}}{346 + 3\,060 + 1\,380} = 2,$$

т. е. введение отрицательной обратной связи как бы увеличило в 2 раза постоянную времени $R_c C_c$.

ГЛАВА ПЯТАЯ

УСИЛИТЕЛИ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ

Соотношение (6) на стр. 34 позволяет судить о максимальной ширине полосы пропускания, при которой уже нецелесообразно использовать схему как усилитель; последний столбец табл. 1 (стр. 35), вычисленной по соотношению (6), определяет, в сущности, ширину полосы пропускания в мегагерцах, при которой коэффициент усиления равен единице.

Нужно заметить, что соотношение (6) выведено для простой реостатной схемы. В гл. 3 было установлено, что, при-

меняя схемы высокочастотной коррекции, можно при данной полосе пропускания увеличить усиление, а значит, и предельную усилительную способность схемы. В теории электрических четырехполюсников доказывается, что при использовании сложных схем коррекции, усилительная способность схемы выражается соотношением

$$Kf_{в} = \frac{S}{\pi \sqrt{C_1 C_2}}, \qquad (6а)$$

где C_1 и C_2 — входная и выходная емкости ламп, увеличенные на емкость монтажа. Так, например, используя лампу 6Ж3П, для которой положим $C_1 = 6{,}5 + 5 = 11{,}5$ *пф*, а $C_2 = 1{,}8 + 5 = 6{,}8$ *пф*, мы получим предельное значение $f_{в}$, равное примерно 180 *мггц* * (вместо 44 *мггц* для схемы без коррекции).

Схемы коррекции количественно значительно расширяют возможности ламп, однако принципиально и здесь имеется предельное значение f, при котором лампа уже не может усиливать.

В ряде случаев необходимы усилители, ширина полосы пропускания которых значительно превосходит предельные значения, свойственные современным электронным лампам.

В последние годы для этой цели разработаны так называемые усилители бегущей волны. В них «вредные» шунтирующие емкости, ограничивавшие возможности обычных схем, являются составными, рабочими элементами схемы.

Усилители бегущей волны основаны на использовании искусственных длинных линий; поэтому сначала напомним читателю основные свойства подобных линий.

ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА ЛИНИЙ

Любая электрическая линия, составленная из двух проводников, является цепью с распределенными параметрами; каждый участок линии обладает определенной индуктивностью и омическим сопротивлением, а между проводами имеется емкость и проводимость [1].

---

* Даже при существенном усложнении межкаскадных цепей подобные значения практически недостижимы.

[1] В дальнейшем будут рассматриваться идеализированные линии с бесконечно малым сопротивлением проводов и бесконечно малой проводимостью между проводами.

При подключении линии к источнику электродвижущей силы в ближайших к источнику участках линии начнут накапливаться электрические заряды, которые затем перемещаются вдоль линии; между проводниками возникает разность потенциалов, а в проводах — электрический ток. В линии возникают волна напряжения и связанная с ней волна тока, распространяющиеся от источника вдоль линии. Распространение волн связано с запасанием в линии энергии электрического поля, равной $\frac{C_1U^2}{2}$, и энергии магнитного поля, равной $\frac{L_1I^2}{2}$, где C_1 — емкость, а L_1 — индуктивность на единицу длины.

Энергия, запасенная в электрическом поле, равна энергии, запасенной в магнитном поле. Отсюда следует, что отношение напряжения к току в линии есть величина постоянная, зависящая только от параметров линии:

$$\rho=\sqrt{\frac{L_1}{C_1}}. \quad (39)$$

Величина ρ, имеющая размерность сопротивления, называется волновым сопротивлением линии.

Если длина линии неограниченно велика, то при подключении линии к генератору последний оказывается нагруженным на активное сопротивление, численно равное ρ, а в линии устанавливается режим так называемой бегущей волны; колебания распространяются вдоль линии со скоростью (также зависящей от ее параметров), равной

$$v=\frac{1}{\sqrt{L_1C_1}}. \quad (40)$$

Таким образом, входные зажимы линии бесконечной длины эквивалентны активному сопротивлению, равному волновому сопротивлению линии, а поэтому, если длина линии ограничена и на конце ее установлено нагрузочное сопротивление, равное волновому, то режим работы генератора и характер распространения энергии вдоль линии будут такими же, как в случае линии бесконечной длины. Через время t, равное l/v, где l — длина линии, волна тока и волна напряжения достигнут нагрузки и мощность, отбираемая от генератора, будет рассеиваться в нагрузке.

Когда линия конечной длины нагружена на сопротивление, не равное волновому, в линии появляются отражен-

ные волны тока и напряжения. Полное отражение имеет место в тех случаях, когда нагрузочное сопротивление равно нулю (короткое замыкание) или когда линия конечной длины разомкнута. Действительно, если линия, например, разомкнута, то прямая волна тока, достигнув конца линии, должна уменьшиться до нуля, ибо ясно, что ток между разомкнутыми проводниками равен нулю. Спадание тока связано с появлением э. д. с. самоиндукции. Напряжение на конце линии при этом увеличивается, и энергия магнитного поля превращается в энергию электрического поля.

Стационарное состояние (ток равен нулю, а напряжение максимально) возникает в результате сложения прямых и отраженных волн.

На конце короткозамкнутой линии напряжение спадает до нуля, а ток увеличивается до максимального значения, равного отношению э. д. с. генератора к его внутреннему сопротивлению.

Если нагрузочное сопротивление конечной величины и не равно волновому, то энергия частично рассеивается в этом сопротивлении, а частично отражается от конца линии. Прямые и обратные волны образуют в линии **стоячие** волны напряжения и тока. Входное сопротивление линии в общем случае является **реактивным** и может иметь характер индуктивности или емкости. Характер реактивности зависит от соотношения длины волны колебания и длины линии. Поскольку подобная линия различно реагирует на колебания с различными частотами, при передаче колебаний сложной формы последняя искажается. Неискаженная передача возможна только в режиме бегущей волны.

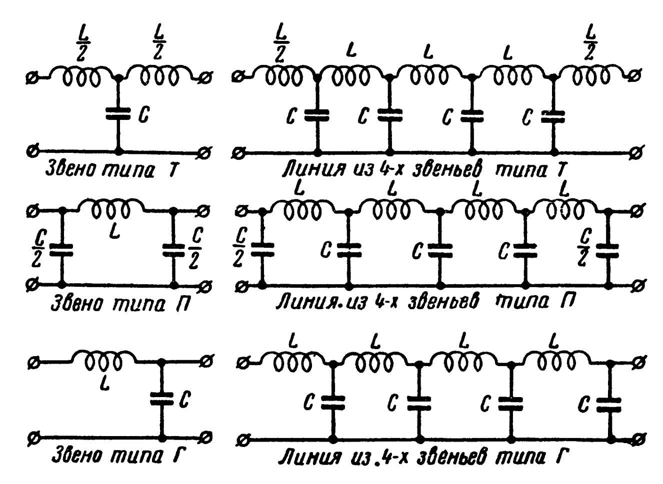
В прикладной электронике и радиотехнике широко применяются так называемые **искусственные** длинные линии, процессы в которых во многом сходны с процессами в реальных линиях. Такие линии составляются из сосредоточенных постоянных (катушек и конденсаторов), включаемых аналогично распределенным параметрам линий: индуктивности в последовательной цепи, а емкости — в параллельной.

Искусственные линии составляются из определенного числа одинаковых **звеньев**. Построение искусственных линий из звеньев различного типа поясняется на фиг. 45.

Возможность построения искусственных линий из сосредоточенных постоянных основывается на том, что естественная проводная линия может быть разбита на отдельные

малые участки, которые могут быть представлены сосредоточенными индуктивностями и емкостями. Очевидно, что чем меньше индуктивности и емкости каждого из звеньев и чем больше число звеньев, тем более сходна искусственная линия с реальной.

Если на входе искусственной линии действует сигнал синусоидальной формы, то свойства искусственной линии аналогичны свойствам проводной линии до тех пор, пока



Фиг. 45. Образование искусственных длинных линий из отдельных звеньев.

частота колебания не превышает некоторое критическое значение, равное

$$f_{кр} = \frac{1}{\pi \sqrt{L_1 C_1}}, \qquad (41)$$

где L_1 и C_1 — индуктивность и емкость звена линии. При $f < f_{кр}$ время прохождения колебания от входа одного звена до его выхода составляет

$$t_1 = \sqrt{L_1 C_1}, \qquad (42)$$

а сопротивление нагрузки, при котором отсутствуют отражения, называемое волновым, определяется формулой (39) с учетом того, что L_1 и C_1 — сосредоточенные параметры звена искусственной линии.

Вблизи частоты $f_{кр}$ и выше ее волновое сопротивление и время пробега начинают зависеть от частоты. В связи с этим при прохождении сигнала сложной формы последняя претерпевает искажения. Составляющие спектра сигнала порядка $f_{кр}$ и выше ослабляются, а это приводит, например, к тому, что время установления возрастает и на вершине импульсов может появиться колебательный процесс. Для уменьшения искажений следует уменьшать L_1 и C_1.

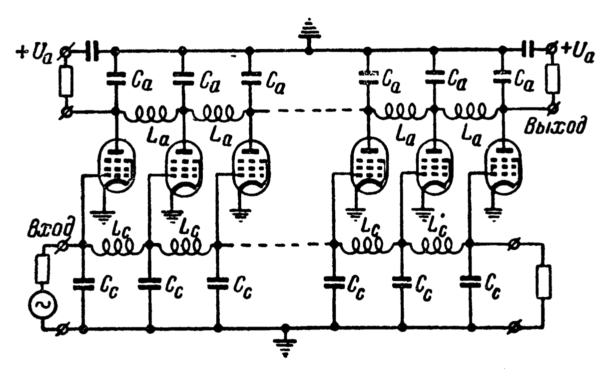
Время установления искусственной линии, состоящей из n одинаковых звеньев, определяется формулой

$$t_{уст} = 1{,}1 n^{1/3} \sqrt{L_1 C_1}, \tag{43}$$

из которой следует, что увеличение числа звеньев очень незначительно увеличивает время установления. Уменьшать индуктивность невыгодно, так как при этом уменьшается волновое сопротивление. Поэтому для уменьшения искажений следует стремиться уменьшать емкость.

ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ

Принципиальная схема одного каскада усилителя бегущей волны представлена на фиг. 46. Каскад состоит из двух искусственных длинных линий (сеточной и анод-



Фиг. 46. Схема одного каскада усилителя бегущей волны.

ной) и нескольких ламп. Управляющие сетки ламп включаются между индуктивностями сеточной линии L_c, а аноды ламп — между индуктивностями анодной линии

L_a. Входные и выходные емкости ламп (в совокупности с монтажными емкостями цоколя и соединительных проводов) используются в качестве емкостных параметров сеточной и анодной линий (C_c и C_a).

Источник усиливаемого сигнала включен на вход сеточной линии; другой конец линии нагружен на сопротивление, равное волновому сопротивлению этой линии. Анодная линия с обоих концов замкнута на сопротивления, равные ее волновому сопротивлению. Усиленное, выходное напряжение снимается с нагрузочного сопротивления на правом (по схеме) конце анодной линии.

Предположим, что источник входного сигнала в некоторый момент времени создает перепад напряжения. Этот перепад непосредственно действует между сеткой и катодом первой лампы.

Через время t_1 волна напряжения достигнет сетки второй лампы, через время $2t_1$—сетки третьей лампы и т. д. Через время, равное $(n—1)t_1$, где n — число ламп, перепад достигнет нагрузочного сопротивления, и энергия распространяющихся волн тока и напряжения полностью поглотится в этом сопротивлении, так как его величина равна волновому. Аналогично распространяется вдоль линии и сигнал любой другой произвольной формы.

Изменения напряжения между сетками и катодами ламп, естественно, приводят к изменениям их токов. Возникшие изменения анодных токов каждой из ламп распространяются в двух направлениях: влево и вправо. Поскольку в обоих направлениях в любом сечении анодная линия представляет собой одинаковые сопротивления, равные волновому сопротивлению анодной линии, общее изменение тока каждой лампы, равное $Su_{вх}$, делится пополам. Изменения токов распространяются в обе стороны и, дойдя до концевых сопротивлений, создают на последних падения напряжений, равные $Su_{вх}\frac{\rho_a}{2}$, где ρ_a — волновое сопротивление анодной линии.

Волны, распространяющиеся влево от анодов каждой из ламп, не участвуют в создании полезного сигнала; здесь имеет место бесполезная потеря энергии. Эти волны не влияют на форму выходного сигнала (режим бегущей волны) и в дальнейшем рассматриваться не будут.

Если сконструировать линии так, чтобы время распространения колебаний вдоль сеточной линии (и каждого из ее звеньев) равнялось бы времени распространения колебания вдоль анодной линии (и каждого из ее звеньев), т. е. если

$$L_a C_a = L_c C_c, \tag{44}$$

то каждая из ламп будет увеличивать распространяющееся изменение тока, не изменяя формы колебания. Действительно, одновременно с началом распространения колебания от сетки первой лампы к сетке второй, начинает распространяться волна тока от анода первой лампы к аноду второй. Перепад тока первой лампы, равный $S\frac{u_{вх}}{2}$, достигнет анода второй лампы через время t_1. В этот же момент времени сетки второй лампы достигнет перепад напряжения $u_{вх}$, распространяющийся вдоль сеточной линии, и перепад анодного тока увеличится вдвое. По достижению анода третьей лампы перепад тока возрастет еще на $S\frac{u_{вх}}{2}$ и т. д. Суммарный перепад тока в нагрузке равен $Su_{вх}\frac{n}{2}$, а выходное напряжение равно $Su_{вх}\rho\frac{n}{2}$.

Таким образом, коэффициент усиления одного каскада усилителя бегущей волны

$$K_б = \frac{n}{2} S\rho_a. \tag{45}$$

Для увеличения коэффициента усиления выгодно применять линии с большим волновым сопротивлением и большое число секций. Как мы увидим позднее, существует некоторое оптимальное значение усиления на один каскад. Что же касается величины ρ_a, то ее выбор зависит от ширины полосы пропускания усилителя.

Рассмотрим вопрос об усилительной способности схемы. Положим, что схема неискаженно воспроизводит все колебания, частоты которых ограничены величиной $f_{кр}$ (практически $f_в$ должна быть несколько меньше $f_{кр}$). Тогда усилительная способность схемы определяется как

$$K_б f_{кр} = \frac{1}{2} Sn\rho_a \frac{1}{\pi\sqrt{L_a C_a}} = \frac{Sn}{2\pi C_a}.$$

Таким образом, усилительная способность схемы, как и в случае обычных усилителей, обратно пропорциональна шунтирующей емкости и не зависит от величины нагрузочного сопротивления; увеличивая ρ_a, мы увеличиваем усиление, но одновременно сокращаем полосу неискаженно воспроизводимых частот.

ПОСТРОЕНИЕ СХЕМ УСИЛИТЕЛЕЙ

Осуществить заданное усиление можно, конечно, и одним каскадом; для этого нужно увеличивать число секций. Однако это не самый выгодный способ с точки зрения минимального числа используемых ламп. Усилители бегущей волны начали строить по той причине, что при заданной, очень широкой полосе частот и существующих лампах коэффициент усиления одного каскада получается меньше единицы и построение многокаскадных схем, в которых коэффициенты усилений отдельных каскадов умножаются, лишь ухудшает общий усилительный эффект. Увеличение числа секций в каскаде усилителя бегущей волны приводит к суммированию токов отдельных ламп и увеличению коэффициента усиления каскада. Когда коэффициент усиления каскада превышает единицу, сложение может оказаться менее эффективным, чем умножение.

Установим величину оптимального усиления одного каскада. В соответствии с формулой (45) можно записать, что $K_б = An$, где A — постоянная, равная $\frac{1}{2} S\rho_a$. Предположим, что построен m-каскадный усилитель. Тогда общее усиление

$$K_{б.\,общ} = (An)^m.$$

Извлекая корень m-й степени из обеих частей равенства и переписывая выражение относительно n, получим:

$$n = \frac{1}{A} \sqrt[m]{K_{б.\,общ}}.$$

Общее число ламп в многокаскадном усилителе N в m раз больше числа ламп (секций) в отдельных каскадах:

$$N = mn = \frac{m}{A} \sqrt[m]{K_{б.\,общ}}.$$

При заданных $K_{б.общ}$ и A, левая часть этого равенства минимальна, когда усиление на один каскад $K_б$ равно числу $e = 2{,}7$ (основание натуральных логарифмов).

Таким образом, заданное усиление при минимальном числе используемых ламп обеспечивается в том случае, когда число секций увеличивается до тех пор, пока коэффициенты усиления каждого из каскадов не превышают 2,7.

Построение многокаскадных схем усилителей бегущей волны принципиально не представляет трудностей: напряжение с выхода одного каскада нужно подать на вход следующего и т. д., защищая, конечно, с помощью разделительных конденсаторов сеточные цепи ламп от действия высокого напряжения анодного источника.

При включении следующего каскада, сеточная линия последнего как бы является продолжением анодной линии предыдущего каскада. Поэтому, чтобы не было отражений волн в месте соединения линий, необходимо согласование линий, если их волновые сопротивления различны. Согласование сопротивлений осуществляется с помощью специальных согласующих устройств с коэффициентом передачи напряжения, равным $\sqrt{\rho_c/\rho_a}$. Поскольку при выполнении условия (44) $\rho_a > \rho_c$ (ибо у большинства ламп входная емкость больше выходной), в согласующих устройствах происходит некоторая потеря напряжения. Если учесть потери выходного напряжения в согласующем устройстве, то усилительная способность одного каскада в многокаскадной схеме уменьшается по сравнению с ранее выведенным значением:

$$K_б f_{кр} = \frac{nS}{2\pi\sqrt{C_a C_c}}, \tag{46}$$

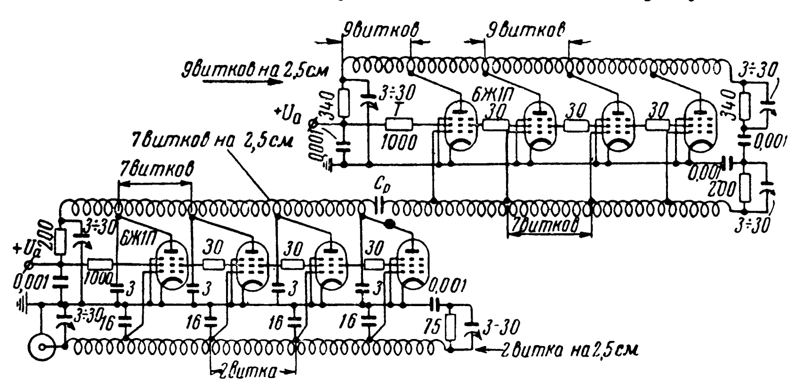
т. е. усилительная способность усилителя бегущей волны в n раз больше предельного значения, получаемого при обычном использовании ламп в схеме со сложной коррекцией.

Построение широкополосных согласующих устройств составляет известные трудности, поэтому на практике чаще всего конструируют усилители, у которых волновое сопротивление анодной линии равно волновому сопротивлению сеточной линии следующего каскада. Так как выполнение условия (44) обязательно, то для равенства волновых со-

противлений емкости анодной линии увеличивают до значения емкостей сеточной линии (устанавливают в каждой секции небольшие шунтирующие конденсаторы). В этом случае для всех каскадов, кроме последнего, где не нужно увеличивать емкости, усилительная способность одного каскада определяется выражением

$$K_6 f_{кр} = \frac{nS}{2\pi C_c}. \qquad (46а)$$

Конструктивное выполнение катушек может быть различным. Чаще всего для усилителей с полосой пропускания



Фиг. 47. Принципиальная схема двухкаскадного усилителя бегущей волны с шириной полосы пропускания 160 *мггц*.

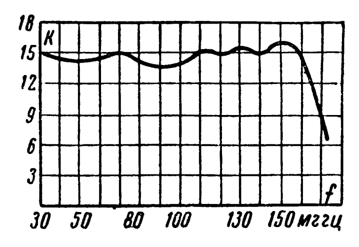
до 100—200 *мггц* применяют однослойные цилиндрические катушки. Катушки каждой секции могут быть намотаны на отдельном каркасе или же все катушки — на длинном общем цилиндрическом каркасе. Существенное значение имеют расстояния между отдельными катушками, так как здесь имеет место взаимная индуктивность. При правильном конструировании взаимная индуктивность может улучшить результат: частотная характеристика в области, близкой к критической частоте, получается более равномерной, а спад кривой — более плавным.

Хорошие результаты получаются при использовании бескаркасных цилиндрических спиральных катушек из неизолированного провода диаметром 1—2 *мм*, не разбитых на отдельные секции. К такой катушке в нужных местах с помощью коротких жестких проводов припаивают сеточные и анодные выводы ламп. В качестве примера на фиг. 47 при-

ведена принципиальная схема усилителя, а на фиг. 48 дана его частотная характеристика [1].

Низкочастотные искажения определяются, как обычно, постоянной времени $C_p\rho_c$, где C_p — емкость разделительного конденсатора; при правильном выборе C_p эти искажения могут быть сделаны достаточно малыми.

Расчет схемы при заданных верхней граничной частоте $f_в$, общем усилении $K_{б.общ}$ и типе ламп сводится, в основном, к следующему:



Фиг. 48. Частотная характеристика усилителя, собранного по схеме фиг. 47.

1) определению числа каскадов

$$m = 2{,}3\lg K_{б.общ};$$

2) определению числа секций в каскаде

$$n \approx 20 f_в \frac{C_a}{S};$$

3) определению критической частоты линий

$$f_{кр} = (1{,}1 \div 1{,}3) f_в;$$

4) определению индуктивностей катушек

$$L_a = \frac{1}{\pi^2 f_{кр}^2 C_a} \text{ и } L_c = \frac{1}{\pi^2 f_{кр}^2 C_c};$$

5) определению нагрузочных (волновых) сопротивлений

$$\rho_a = \sqrt{\frac{L_a}{C_a}} \text{ и } \rho_c = \sqrt{\frac{L_c}{C_c}}.$$

Пример расчета. Задано: $f_в = 200$ *мггц*; $K_{б.общ} = 50$; лампы типа 6Ж1П.

Выбираем схему, в которой $\rho_a = \rho_c$.

Определяем емкости анодной и сеточной линий, полагая, что емкости монтажа увеличивают входную и выходную емкости ламп на 2 *пф*. Тогда $C_c = 4 + 2 = 6$ *пф*, а $C_a = 2{,}1 + 2 = 4{,}1$ *пф*. В анодных цепях ламп всех каскадов, кроме последнего, необходимо установить шунтирующие конденсаторы емкостью по 1,9 *пф* для уравнивания C_c.

---

[1] Сигналы на вход усилителя подаются с помощью кабеля с волновым сопротивлением 75 *ом*, поэтому волновое сопротивление сеточной линии первого каскада также выбрано равным 75 *ом*.

Определяем:

Число каскадов $m = 2{,}3 \lg 50 = 3{,}9$ (выбираем число каскадов равным 4).

Число секций

$$n = 20 \cdot 200 \cdot 10^6 \frac{6 \cdot 10^{-12}}{5{,}2 \cdot 10^{-3}} = 4{,}6$$

(выбираем число секций в каждом из каскадов равным 5).

Критическая частота линий $f_{кр} = 240$ *мггц*.

Индуктивности секций

$$L_c = 1/\pi^2 (240 \cdot 10^6)^2 \cdot 6 \cdot 10^{-12} = 0{,}29 \text{ мкгн}.$$

Индуктивности секции последнего каскада

$$L_a = 1/\pi (240 \cdot 10^6)^2 \cdot 4 \cdot 10^{-12} = 0{,}43 \text{ мкгн}.$$

Нагрузочные сопротивления линии

$$\rho_c = \sqrt{\frac{0{,}29 \; 10^{-6}}{6 \cdot 10^{-12}}} \approx 220 \text{ ом}.$$

Нагрузочные сопротивления линии последнего каскада

$$\rho_a = 320 \text{ ом}.$$

Коэффициенты усиления каждого из трех первых каскадов

$$K_б = \frac{5}{2} \cdot 5{,}2 \cdot 10^{-3} \cdot 220 = 2{,}8.$$

Коэффициент усиления последнего каскада $K_б = 4{,}1$.

Общий коэффициент усиления $K_{б.общ} = 2{,}8^3 \cdot 4{,}1 = 90$ при общем числе используемых ламп, равном 20.

Можно попытаться сократить число используемых ламп на 2—3, чтобы уменьшить коэффициент усиления до заданного, однако это не имеет особого смысла, так как в расчетных соотношениях не учитывалось влияние входных сопротивлений ламп, уменьшающееся на высоких частотах и приводящее к спаду частотной характеристики.

ПРИЛОЖЕНИЕ

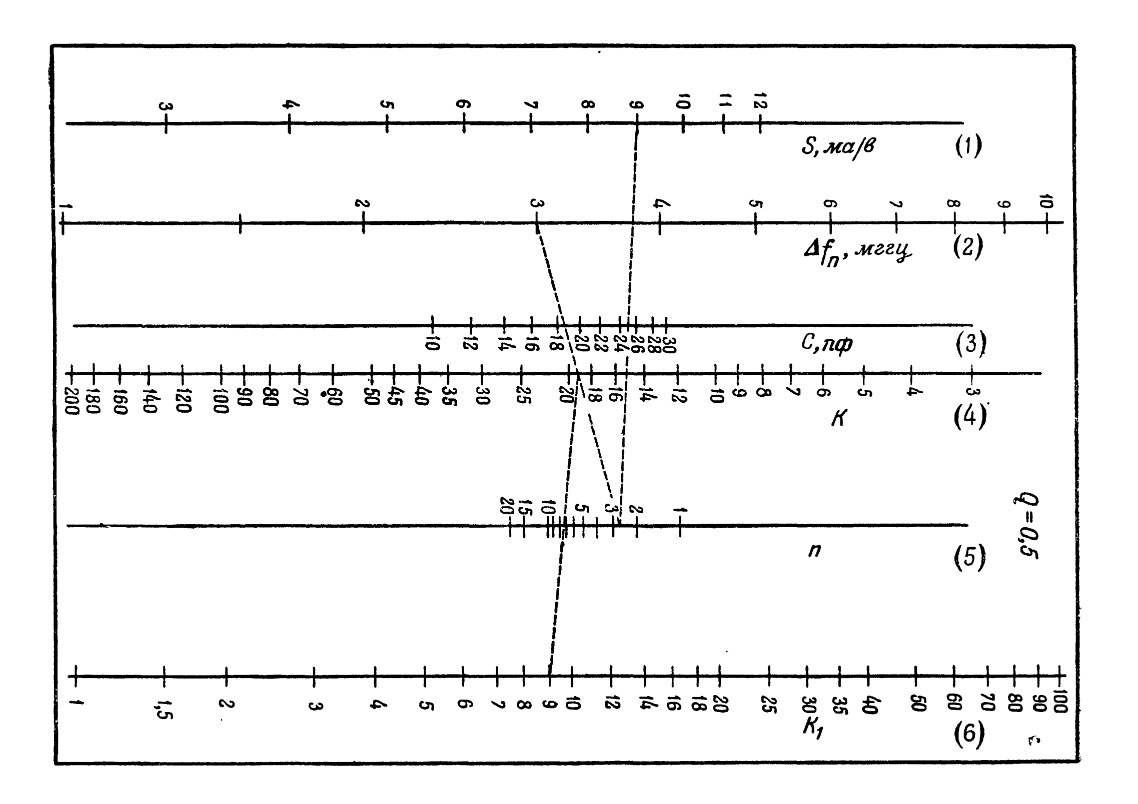
НОМОГРАММЫ ДЛЯ РАСЧЕТА МНОГОКАСКАДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С ПРОСТОЙ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ НА ВЫСОКИХ ЧАСТОТАХ

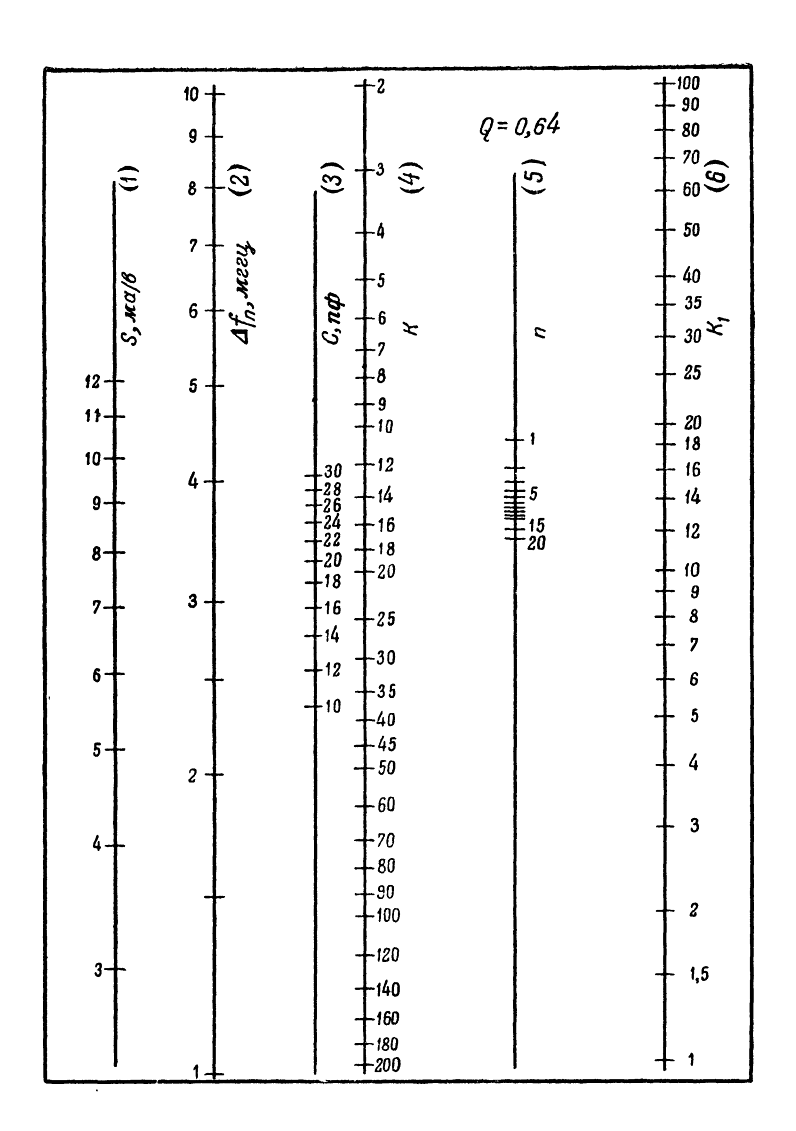
На страницах 109 и 110 приведены номограммы для расчета многокаскадных усилителей с простой параллельной компенсацией. Номограммы построены для двух значений добротности $Q = 0{,}5$ (критическое затухание) и $Q = 0{,}64$ (наилучшая компенсация частотной характеристики). Для расчета должны быть известны расчетные данные: общая полоса пропускания всего усилителя — Δf_n; крутизна характеристики лампы — S (предполагается, что во всех каскадах установлены однотипные лампы); междукаскадная емкость — C.

Порядок пользования номограммами следующий: на шкале *1*, где отложено значение S в миллиамперах на вольт, отмечается точка, соответствующая крутизне характеристик ламп; на шкале *3* отмечается точка, соответствующая общей межкаскадной емкости в пикофарадах. Через эти две точки проводится прямая до пересечения со шкалой *5*. Из точки пересечения на шкале *5* проводится вторая прямая до пересечения со шкалой *2* в точке, соответствующей общей желаемой полосе частот. Вторая прямая пересекает шкалу *4*, на которой замечается значение K (коэффициент усиления одиночного реостатного каскада с полосой пропускания f) Зная K и задавшись числом каскадов n (шкала *5*), с помощью третьей прямой можно определить K_1 (шкала *6*) — коэффициент усиления одного каскада n-каскадного усилителя с общей полосой пропускания f.

Для определения общего усиления нужно полученное значение K_1 возвести в степень n. Для определения нагрузочных сопротивлений надо полученное значение K_1 разделить на S.

В номограмме ($Q = 0{,}5$) произведено примерное построение для семикаскадного усилителя на лампах 6Ж4 ($S = 9$ *ма/в*; $C = 25$ *пф*) с общей полосой 3 *мггц*. При $Q = 0{,}5$ получаем: $K_1 = 9$, т. е. $K_{общ} = 9^7 \approx 4{,}75 \cdot 10^6$; $R = (K_1/S) \cdot 10^{-3} = 1\,000$ *ом*; $L = (Q^2R^2C) \cdot 10^{-6} = 6{,}25$ *мкгн*.


S, ма/в
(1)
Δf_п, мггц
(2)
C, пф
(3)
K
(4)
n
(5)
Q=0,5
K_1
(6)



Q = 0,64
S, ма/в
(1)
Δf_п, мггц
(2)
С, пф
(3)
к
(4)
n
(5)
K_1
(6)

Литература

А. М. Бонч-Бруевич, Применение электронных ламп в экспериментальной физике, Гостехиздат, 1954.

Г. В. Брауде, К. В. Епанешников и Б. Я. Климушев, Расчет сложной схемы коррекции телевизионных усилителей, «Радиотехника», 1949, т. 4, № 6 и 1950, т. 5, № 2.

Д. И. Воскобойник, Частотные и фазовые характеристики схем сложной коррекции, ИЭСТ, № 3, 1941.

В. А. Губарев, О расчете некоторых схем широкополосных усилителей, ИЭСТ, № 4, 1941.

В. М. Другов, О методе определения оптимальных параметров усилителей импульсов, «Радиотехника», 1952, т. 7, № 5.

Н. А. Железнов, Радиотехнические устройства управляющих колебаний, ЛКВВИА, 1949.

С. И. Евтянов, Переходные процессы в приемно-усилительных схемах, Связьиздат, 1948.

В. Л. Крейцер. Видеоусилители, «Советское радио», 1952.

В. Л. Крейцер, Усилительный каскад с катодной связью, ИЭСТ, № 4—5, 1940.

Л. Н. Кисляков, Метод расчета телевизионных усилителей по наименьшему искажению формы сигнала, «Радиотехника», 1948, т. 3, № 3.

О. Б. Лурье, Усилители видеочастоты, «Советское радио», 1955.

А. А. Ризкин, Основы теории усилительных схем, «Советское радио», 1954.

Е. И. Рабинович, Метод графического расчета катодных повторителей, «Радиотехника», 1950, т. 5, № 1.

В. И. Сифоров, Радиоприемники сверхвысоких частот, Воениздат, 1955.

Г. С. Цыкин, К расчету каскадов широкополосного и импульсного усиления с корректирующей цепочкой RC в цепи анода, «Радиотехника», 1952, т. 7, № 3.

Ламповые усилители, пер. с англ. под ред. В. И. Сушкевича, «Советское радио», 1951.

СОДЕРЖАНИЕ

Цена 2 р. 55 к.